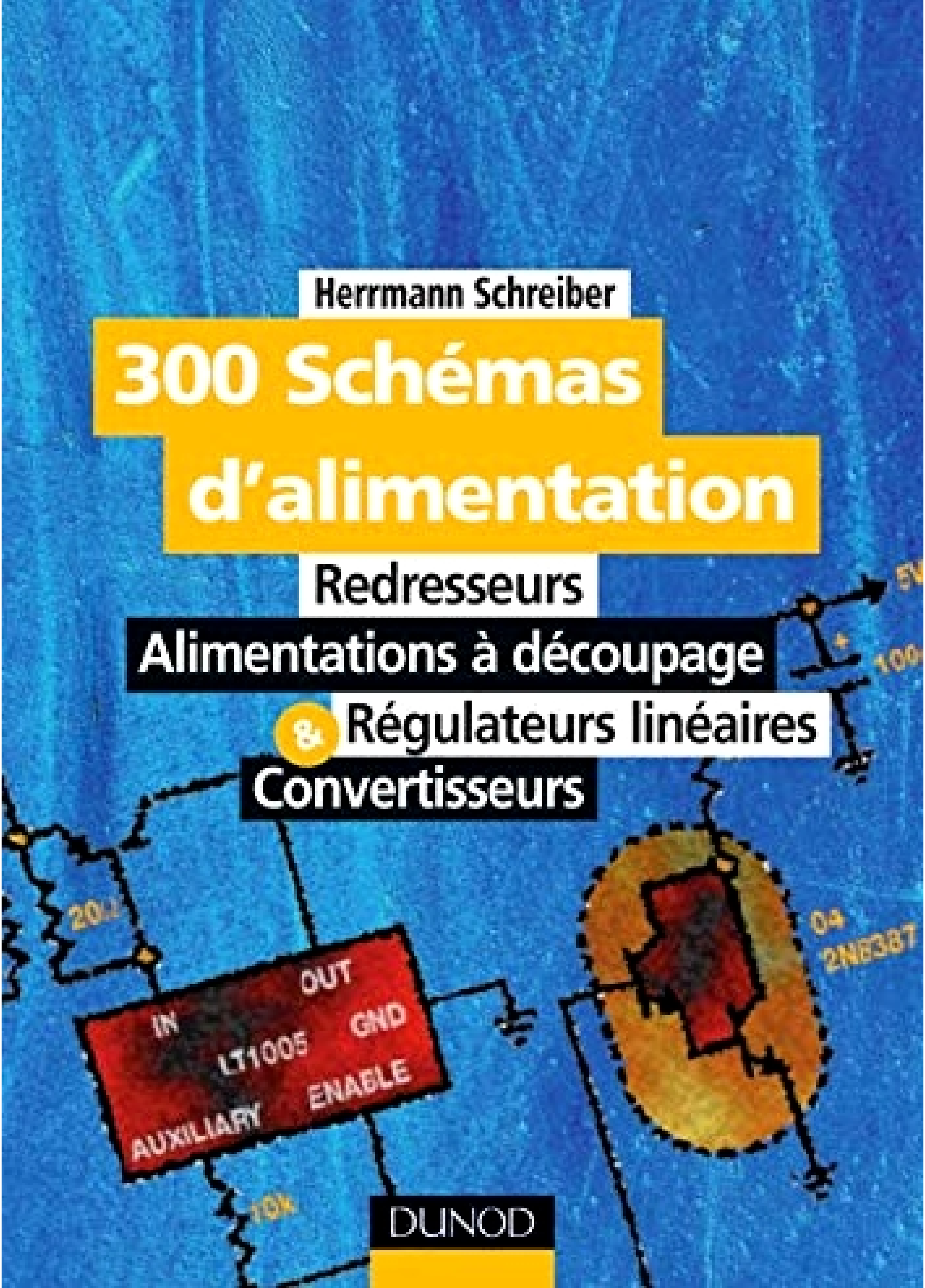


Herrmann Schreiber
300 Schémas d'alimentation
Redresseurs
Alimentations à découpage
& Régulateurs linéaires
Convertisseurs
IN
OUT
GND
LT1005
ENABLE
AUXILIARY
DUNOD

Du même auteur, aux mêmes éditions

20 postes de radio à transistors et circuits intégrés (épuisé)
350 schémas H.F. de 10 kHz à 1 GHz
400 schémas - Audio, Hi-Fi, Sono, BF
75 montages à LED
Circuits intégrés Télé et Vidéo, 10 tomes
Électronique par le schéma, 3 tomes
Guide mondial des semi-conducteurs
Infrarouges en électronique
Montages circuits intégrés

Herrmann Schreiber

300 Schémas d'alimentation

Redresseurs
Alimentations à découpage
Régulateurs linéaires
et Convertisseurs



© Illustration de couverture :
Rachid Maraï

Ce pictogramme mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du **photocopillage**.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.

DANGER
LE PHOTOCOPILLAGE TUE LE LIVRE

Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation du Centre français d'exploitation du droit de copie (**CFC**, 20 rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).

© DUNOD, Paris, 1998
ISBN 2 10 003823 0

© Éditions Radio, Paris, 1990, pour la 1re édition

Toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite selon le Code de la propriété intellectuelle (Art L 122-4) et constitue une contrefaçon réprimée par le Code pénal. • Seules sont autorisées (Art L 122-5) les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective, ainsi que les analyses et courtes citations justifiées par le caractère critique, pédagogique ou d'information de l'œuvre à laquelle elles sont incorporées, sous réserve, toutefois, du respect des dispositions des articles L 122-10 à L 122-12 du même Code, relatives à la reproduction par reprographie.

Table des matières

300 schémas pour vous alimenter en idées

Ce livre fait suite à deux précédents recueils de schémas, consacrés respectivement aux domaines de basse et de haute fréquence. Plutôt que de chercher à reproduire toutes les variantes de tous les circuits d'alimentation, l'auteur a sélectionné avant tout les exemples caractéristiques pouvant s'appliquer à d'autres types de configurations et de données. Chaque schéma est accompagné d'une brève explication mais aussi des références bibliographiques permettant d'accéder au besoin à des informations complémentaires.

La recherche est largement facilitée par des tables d'accès rapide :

- Index général alphabétique.
- Classements tension-courant des régulateurs linéaires.
- Classements tension-courant-puissance des alimentations à écoupage.

En plus de ces deux principaux types d'alimentations, ce livre propose également :

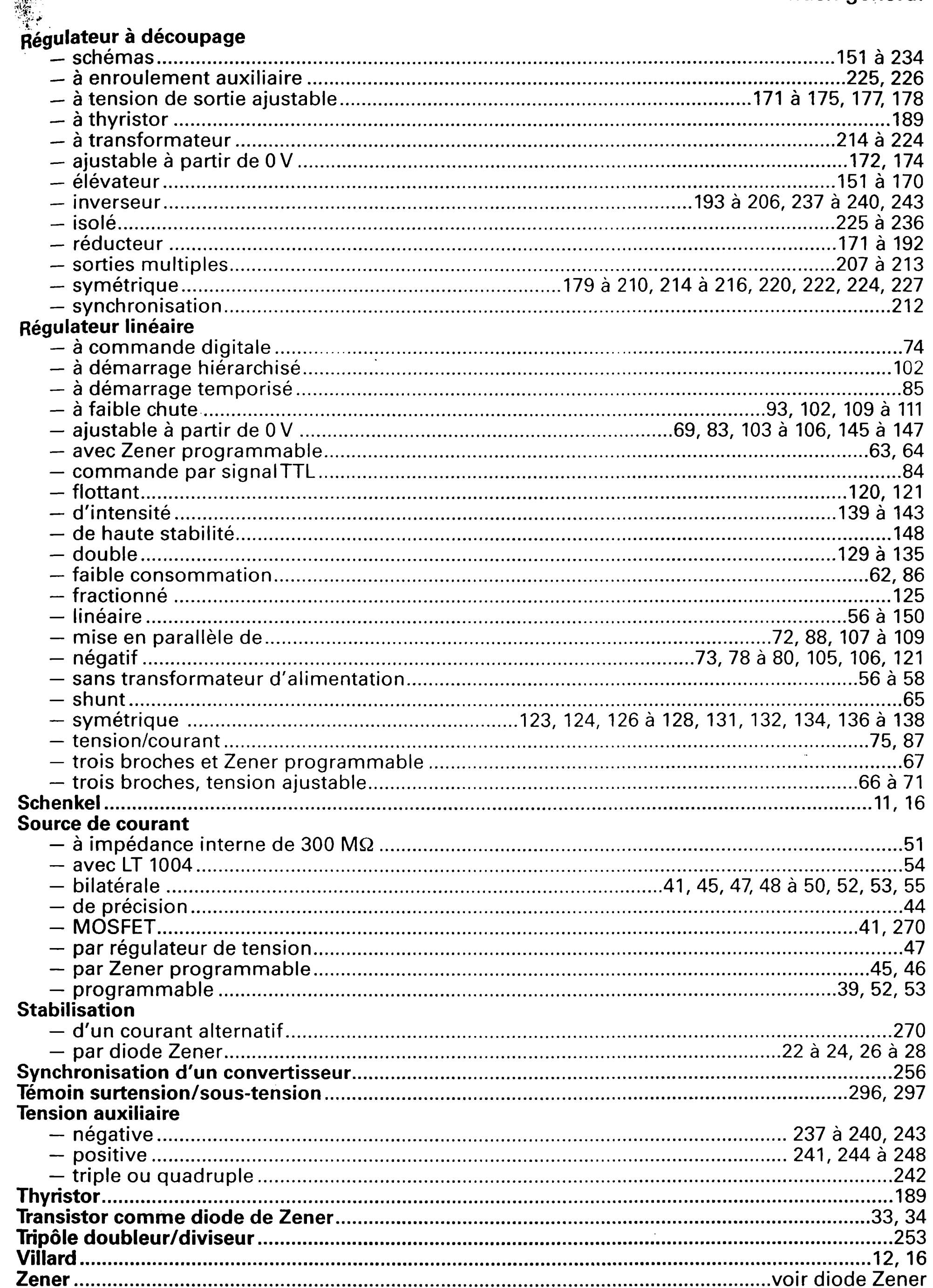
- Un éventail de montages de redressement.
- Des exemples de références de tension et d'intensité.
- Un choix de schémas de convertisseurs pour l'éclairage.
- Quelques sources ou régulateurs de tensions alternatives.
- De nombreux compléments tels que limiteurs d'intensité ou disjoncteurs électroniques, moniteurs de surveillance ou de protection.

Se distinguant par sa structure des autres recueils de schémas, ce livre est à la fois un panorama des alimentations électroniques et un outil de recherche rapide d'informations même au-delà de son contenu.

Comment trouver un schéma

Index général





Répertoire des circuits intégrés

N° de schéma

Régulateurs linéaires

Classement par plage de tension et intensité de sortie

V_{min} (V)	V_{max} (V)	I_{max} (A)	Observations	N° Schéma
- 250	- 45	0,6	LM 723 plus PNP, flottant	121
- 37	- 1,3	0,1	LH 7001, fournit aussi + 1,3 à + 37 V	138
- 27	- 1,2	9	Trois LM 333 en parallèle	108
- 27	0	0,2	LH 0076, sans tension auxiliaire	105
- 27	0	2	LH 0076 plus PNP, sans tension auxiliaire	106
- 20	- 1,2	3	LM 333 avec LM 350 pour + 1,2 à + 20 V	137
- 15		0,1	LM 320 K 15, combiné avec + 15 V, 1 A	128
- 15		0,2	Combiné avec + 15 V, 200 mA	124
- 15		0,2	Fixe, LM 104 plus PNP	78
- 15		1	LM 7915, avec LM 340T, + 15 V, 1 A	131
- 15		3	LM 125, fournit aussi + 15 V, 3 A	126
- 12		3	LM 126, fournit aussi + 12 V, 3 A	126
- 12		5	Fixe, LM 104 plus discrets	80
- 10			AD 588, - 5 et - 10 V, haute stabilité	135
- 10		1	LM 108 A (avec LM 109, + 10 V, 1 A)	148
- 10		1	Fixe, LM 104 plus discrets	79
- 5			AD 588, ± 5 V, haute stabilité	134
- 5			AD 588, - 5 et - 10 V, haute stabilité	135
- 5		2	Combiné avec + 5 V, 2 A	123
- 5		3	LM 145 avec LM 123 pour + 5 V	136
- 5		4	Non ajustable, µA 7905 plus discrets	73
- 3	- 30	2,5	RC 4149, fournit tension symétrique	132
0	10	3	LM 123, tension négative auxiliaire	69
0	10	3	LM 223 plus amplificateur opérationnel	146
0	15	1	LM 723 C plus discrets	147
0	27	0,2	LH 0075, sans tension auxiliaire	103
0	27	2	LH 0075 plus NPN, sans tension auxiliaire	104
0	30	1,5	Discrets, limitation commutable	145
0	30	1,5	LM 117 plus LM 113	83
0	500	0,006	Ajustable avec commutation par 100 V	119
0,01	10	0,01	Référence commutable par pas de 10 mV	149
0,1	30	1	Commutable par pas de 100 mV	150
1	35	1	µA 723 plus NPN	99
1,1	0,005		Circuit discret pour pile 1,5 V	61

Classement des régulateurs linéaires

V_{min} (V)	V_{max} (V)	I_{max} (A)	Observations	N° Schéma
1,2		5 µA	LM 134, consommation propre 10 µA	86
1,2	20	1,5	LM 317 avec LM 337, – 1,2 à – 20 V, 1,5 A	144
1,2	20	1,5	LM 337 avec LM 317, + 1,2 à + 20 V, 1,5 A	144
1,2	20	3	LM 350 avec LM 333 pour – 20 à 1,2 V	137
1,2	20	10	Deux LM 338 en parallèle	88
1,2	30	5	LM 317 k, ajustable tension et courant	87
1,2	32	15	Trois LM 338 en parallèle	107
1,2	160	0,025	LM 317 H plus discrets	117
1,3	8	0,1	LE 00... Tension de déchet de 0,2 V	102
1,3	12	10	LM 396, compensation chute connexions	97
1,3	15	20	Deux LM 396 en parallèle	109
1,3	30	5	LT 1087, compense chute sur connexions	95
1,3	37	0,1	LH 7001, fournit aussi – 37 à – 1,3 V	138
1,3	115		TL 783 C	115
2		30 µA	Consommation propre 1,5 µA	62
2,4	40	1,5	LM 317 et LM 337 en série	144
3	25	1,5	L 200, ajustable tension et courant	75
3	30	2	Circuit discret, protégé court-circuit	64
3	30	2,5	RC 4149, fournit tension symétrique	132
3	32	4,5	L 200 plus PNP	76
3	32	4,5	L 200 plus NPN	77
3	36	2	L 200 avec commande digitale	74
5			AD 588, ± 5 V, haute stabilité	134
5			AD 588, 5 et 10 V, haute stabilité	133
5		0,125	LT 1020, combiné avec + 12 V	129
5		0,4	L 4901 A, deux sources de 5 V, 0,4 A	130
5		1,5	LM 117 commandé TTL	84
5		2	Combiné avec – 5 V, 2 A	123
5		3	LM 123, avec ajustage précis sur 5 V	68
5		3	LM 123 avec LM 145 pour – 5 V	136
5		5	Fixe, LM 340, protégé court-circuit	89
5		5	Ballast MOSFET, applications automobile	100
5		5	LM 2931, chute 0,7 V, PNP germanium	93
5		9	SG 1523 plus Darlington PNP	94
5		10	LM 105, limitation à délestage	82
5		12	LT 1005 plus PNP, entrée autorisation	70
5	12	1	Shunt, Zener programmable plus 2 N 3055	65
5	24	4	Non ajustable, µA 78XX plus discrets	72
5	30	1	LM 78 G, tension de déchet 2 V	110
5	30	4	LM 78 G plus 2 PNP	111
5	45	2	Zener programmable plus Darlington	63

V_{min} (V)	V_{max} (V)	I_{max} (A)	Observations	N° Schéma
6	12	1	Compensation ondulation résiduelle	101
7	20	1	µA 7805 plus amplificateur opérationnel	71
8	15	8	µA 723 plus Darlington	98
8	16		µA 7805 plus Zener programmable	67
8	160	0,025	LM 317 h, LM 329 B plus discrets	118
10			AD 588, 5 et 10 V, haute stabilité	133
10		0,025	Fixe, LM 369, dérive inférieure à 5 mV	91
10		1	LM 109 (avec LM 108 A, – 10 V, 1 A)	148
10		2	Symétrique ± 5 V	123
12		3	LM 126, fournit aussi – 12 V, 3 A	126
15		0,2	Combiné avec – 15 V, 200 mA	124
15		1	LM 340 K, avec LM 320 k, – 15 V, 0,1 A	128
15		1	LM 340T, avec LM 7915, – 15 V, 1 A	131
15		1,5	LM 117, démarrage temporisé	84
15		1,5	Combiné avec 5 V, 10 mA et 10 V, 10 mA	125
15		2	LM 105, limitation à délestage	81
15		3	LM 125, fournit aussi – 15 V, 3 A	126
15		5	Fixe, LM 340, protégé court- circuit	90
15		10	LM 125, fournit aussi – 15 V, 10 A	127
24		3	LM 126, symétrique ± 12 V	126
30		0,2	Symétrique ± 15 V	124
30		1	Symétrique ± 15 V, LM 340T, LM 7915	131
30		3	LM 125, symétrique ± 15 V	126
30		10	LM 125, symétrique ± 15 V	127
30	70	5	L 200 plus discrets	112
45	250	0,6	LM 723 plus NPN, flottant	120
50		0,5	TL 783 C plus discrets	113
50		0,5	TL 783 C plus discrets, limitation	114
100		0,1	LT 317 AT plus Darlington	122
100	125		TL 783 C protégé court-circuit	116

Classement par tension maximale et intensité de sortie

V_{max} (V)	V_{min} (V)	I_{max} (A)	Observations	N° Schéma
– 45	– 250	0,6	LM 723 plus PNP, flottant	121
– 3	– 30	2,5	RC 4149, fournit tension symétrique	132
– 1,3	– 37	0,1	LH 7001, fournit aussi + 1,3 à + 37 V	138
– 1,2	– 27	9	Trois LM 333 en parallèle	108
– 1,2	– 20	3	LM 333 avec LM 350 pour + 1,2 à + 20 V	137
0	– 27	0,2	LH 0076, sans tension auxiliaire	105
0	– 27	2	LH 0076 plus PNP, sans tension auxiliaire	106
8	1,3	0,1	LE 00... Tension de déchet de 0,2 V	102
10	0,01	0,01	Référence commutable par pas de 10 mV	149
10	0	3	LM 223 plus amplificateur opérationnel	146
10	0	3	LM 123, tension négative auxiliaire	69
12	6	1	Compensation ondulation résiduelle	101
12	5	1	Shunt, Zener programmable plus 2 N 3055	65
12	1,3	10	LM 396, compensation chute connexions	97
15	8	8	µA 723 plus Darlington	98
15	1,3	20	Deux LM 396 en parallèle	109
15	0	1	LM 723 C plus discrets	147
20	7	1	µA 7805 plus amplificateur opérationnel	71
20	1,2	1,5	LM 317 (avec LM 337), – 1,2 à – 20 V, 1,5 A	144
20	1,2	3	LM 350 avec LM 333 pour – 20 à 1,2 V	137
20	1,2	10	Deux LM 338 en parallèle	88
24	5	4	Non ajustable, µA 78XX plus discrets	72
25	3	1,5	L 200, ajustable tension et courant	75
27	0	0,2	LH 0075, sans tension auxiliaire	103
27	0	2	LH 0075 plus NPN, sans tension auxiliaire	104
30		0,2	Symétrique ± 15 V	124
30		1	Symétrique ± 15 V, LM 340 T, LM 7915	131
30	0,1	1	Commutable par pas de 100 mV	150
30	0	1,5	Discrets, limitation commutable	145
30	0	1,5	LM 117 plus LM 113	83
30	5	1	LM 78 G, tension de déchet 2 V	110
30	5	4	LM 78 G plus 2 PNP	111
30	3	2	Circuit discret, protégé court-circuit	64
30	3	2,5	RC 4149, fournit tension symétrique	132
30	1,3	5	LT 1087, compense chute sur connexions	95

V_{max} (V)	V_{min} (V)	I_{max} (A)	Observations	N° Schéma
30	1,2	5	LM 317 k, ajustable tension et courant	87
30		3	LM 125, symétrique ± 15 V	126
30		10	LM 125, symétrique ± 15 V	127
32	3	4,5	L 200 plus PNP	76
32	3	4,5	L 200 plus NPN	77
32	1,2	15	Trois LM 338 en parallèle	107
35	1	1	µA 723 plus NPN	99
36	3	2	L 200 avec commande digitale	74
37	1,3	0,1	LH 7001, fournit aussi – 37 à – 1,3 V	138
40	2,4	1,5	LM 317 et LM 337 en série	144
45	5	2	Zener programmable plus Darlington	63
50		0,5	TL 783 C plus discrets	113
50		0,5	TL 783 C plus discrets, limitation	114
70	30	5	L 200 plus discrets	112
115	1,3		TL 783 C	115
125	100		TL 783 C protégé court-circuit	116
160	1,2	0,025	LM 317 H plus discrets	117
160	8	0,025	LM 317 h, LM 329 B plus discrets	118
250	45	0,6	LM 723 plus NPN, flottant	120
500	0	0,006	Ajustable avec commutation par 100 V	119

Classement par intensité maximale et tension de sortie

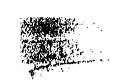
I_{max} (A)	V_{min} (V)	V_{max} (V)	Observations	N° Schéma
5 µA	1,2		LM 134, consommation propre 10 µA	86
30 µA	2		Consommation propre 1,5 µA	62
0,005	1,15		Circuit discret pour pile 1,5 V	61
0,006	0	500	Ajustable avec commutation par 100 V	119
0,01	0,01	10	Référence commutable par pas de 10 mV	149
0,025	1,2	160	LM 317 H plus discrets	117
0,025	8	160	LM 317 h, LM 329 B plus discrets	118
0,025	10		Fixe, LM 369, dérive inférieure à 5 mV	91

I_{max} (A)	V_{min} (V)	V_{max} (V)	Observations	N° Schéma
0,1	– 37	– 1,3	LH 7001, fournit aussi + 1,3 à + 37 V	138
0,1	– 15		LM 320 K 15, combiné avec + 15 V, 1 A	128
0,1	1,3	8	LE 00... Tension de déchet de 0,2 V	102
0,1	1,3	37	LH 7001, fournit aussi – 37 à – 1,3 V	138
0,1	100		LT 317 AT plus Darlington	122
0,125	5		LT 1020, combiné avec + 12 V	129
0,2	– 27	0	LH 0076, sans tension auxiliaire	105
0,2	– 15		Combiné avec + 15 V, 200 mA	124
0,2	– 15		Fixe, LM 104 plus PNP	78
0,2	0	27	LH 0075, sans tension auxiliaire	103
0,2	15		Combiné avec – 15 V, 200 mA	124
0,2	30		Symétrique ± 15 V	124
0,4	5		L 4901 A, deux sources de 5 V, 0,4 A	130
0,5	50		TL 783 C plus discrets	113
0,5	50		TL 783 C plus discrets, limitation	114
0,6	– 250	– 45	LM 723 plus PNP, flottant	121
0,6	45	250	LM 723 plus NPN, flottant	120
1	– 15		LM 7915, avec LM 340T, + 15 V, 1 A	131
1	– 10		LM 108 A (avec LM 109, + 10 V, 1 A)	148
1	– 10		Fixe, LM 104 plus discrets	79
1	0	15	LM 723 C plus discrets	147
1	0,1	30	Commutable par pas de 100 mV	150
1	1	35	µA 723 plus NPN	99
1	5	12	Shunt, Zener programmable plus 2 N 3055	65
1	5	30	LM 78 G, tension de déchet 2 V	110
1	6	12	Compensation ondulation résiduelle	101
1	7	20	µA 7805 plus amplificateur opérationnel	71
1	10		LM 109 (avec LM 108 A, – 10 V, 1 A)	148
1	15		LM 340 K, avec LM 320 k, – 15 V, 0,1 A	128
1	15		LM 340T, avec LM 7915, – 15 V, 1 A	131
1	30		Symétrique ± 15 V, LM 340T, LM 7915	131
1,5	0	30	Discrets, limitation commutable	145
1,5	0	30	LM 117 plus LM 113	83
1,5	1,2	20	LM 317 (avec LM 337, – 1,2 à – 20 V, 1,5 A	144
1,5	2,4	40	LM 317 et LM 337 en série	144
1,5	3	25	L 200, ajustable tension et courant	75
1,5	5		LM 117 commandé TTL	84
1,5	15		LM 117, démarrage temporisé	84
1,5	15		Combiné avec 5 V, 10 mA et 10 V, 10 mA	125



I_{max} (A)	V_{min} (V)	V_{max} (V)	Observations	N° Schéma
2	– 27	0	LH 0076 plus PNP, sans tension auxiliaire	106
2	– 5		Combiné avec + 5 V, 2 A	123
2	0	27	LH 0075 plus NPN, sans tension auxiliaire	104
2	3	30	Circuit discret, protégé court-circuit	64
2	3	36	L 200 avec commande digitale	74
2	5		Combiné avec – 5 V, 2 A	123
2	5	45	Zener programmable plus Darlington	63
2	10		Symétrique ± 5 V	123
2	15		LM 105, limitation à délestage	81
2,5	– 3	– 30	RC 4149, fournit tension symétrique	132
2,5	3	30	RC 4149, fournit tension symétrique	132
3	– 20	– 1,2	LM 333 avec LM 350 pour + 1,2 à + 20 V	137
3	– 15		LM 125, fournit aussi + 15 V, 3 A	126
3	– 12		LM 126, fournit aussi + 12 V, 3 A	126
3	– 5		LM 145 avec LM 123 pour + 5 V	136
3	0	10	LM 123, tension négative auxiliaire	69
3	0	10	LM 223 plus amplificateur opérationnel	146
3	1,2	20	LM 350 avec LM 333 pour – 20 à 1,2 V	137
3	5		LM 123, avec ajustage précis sur 5 V	68
3	5		LM 123 avec LM 145 pour – 5 V	136
3	12		LM 126, fournit aussi – 12 V, 3 A	126
3	15		LM 125, fournit aussi – 15 V, 3 A	126
3	24		LM 126, symétrique ± 12 V	126
3	30		LM 125, symétrique ± 15 V	126
4	– 5		Non ajustable, µA 7905 plus discrets	73
4	5	24	Non ajustable, µA 78XX plus discrets	72
4	5	30	LM 78 G plus 2 PNP	111
4,5	3	32	L 200 plus PNP	76
4,5	3	32	L 200 plus NPN	77
5	– 12		Fixe, LM 104 plus discrets	80
5	1,2	30	LM 317 k, ajustable tension et courant	87
5	1,3	30	LT 1087, compense chute sur connexions	95
5	5		Fixe, LM 340, protégé court-circuit	89
5	5		Ballast MOSFET, applications automobile	100
5	5		LM 2931, chute 0,7 V, PNP germanium	93
5	15		Fixe, LM 340, protégé court-circuit	90
5	30	70	L 200 plus discrets	112
8	8	15	µA 723 plus Darlington	98
9	– 27	– 1,2	Trois LM 333 en parallèle	108
9	5		SG 1523 plus Darlington PNP	94

I_{max} (A)	V_{min} (V)	V_{max} (V)	Observations	N° Schéma
10	1,2	20	Deux LM 338 en parallèle	88
10	1,3	12	LM 396, compensation chute connexions	97
10	5		LM 105, limitation à délestage	82
10	15		LM 125, fournit aussi -15 V, 10 A	127
10	15		LM 125, fournit aussi +15 V, 10 A	127
10	30		LM 125, symétrique ± 15 V	127
12	5		LT 1005 plus PNP, entrée autorisation	70
15	1,2	32	Trois LM 338 en parallèle	107
20	1,3	15	Deux LM 396 en parallèle	109



Alimentations à découpage et convertisseurs

Montages sans transformateur classés par tension d'entrée, tension de sortie, intensité de sortie

V_1 nom (V)	V_1 min (V)	V_2 nom (V)	I_2 max (A)	Observations	N° Schéma
– 48		5	0,5	MAX 641 plus MOSFET	201
– 3		5	0,5	MAX 630 plus MOSFET	153
1,5		3	0,02	Aussi V_2 = 9 V, 7 mA ou 12 V, 5 mA	166
1,5	0,5	5	0,05	MAX 644, indicateur d'épuisement	159
2		5	0,01	5 à 15 mA suivant inductance, MAX 631	154
2,5	1,5	5	0,04	Fournit 180 mA sous 2,4 V, MAX 641	157
3		– 22	0,01	Pour écran à cristaux liquides	206
3	1,3	2	0,2	MAX 641 plus MOSFET	155
3		5	0,04	25 à 40 mA suivant inductance, MAX 631	154
3		5	0,1	Aussi V_2 = 12 V, 35 mA ou 15 V, 27 mA	166
3		12	0,01	5 à 10 mA suivant inductance, MAX 632	154
3,6		5	0,03	Alimentation secours	152
4		– 5	0,01	MAX 635, max. 15 V à l'entrée	199
4,5		5	0,05	Alimentation de secours, RC 1491/2/3	162
5		– 22	0,04	Pour écran à cristaux liquides	206
5		– 15	0,01	MAX 637, max. 9 V à l'entrée	199
5		– 15	0,2	LM 311 plus discrets	196
5		– 15	0,3	LM 1578 plus PNP, limitation	197
5		– 12	0,01	MAX 636, max. 12 V à l'entrée	199
5		– 12	0,03	Symétrique ± 12 V, 25 mA	209
5		– 12	0,15	MAX 636 plus MOSFET	200
5		– 5	0,03	MAX 634, asservissement entrée/sortie	202
5		– 5	0,1	TL 497 A. Adaptable à d'autres valeurs	203
5		– 5	0,22	MAX 637 et 2 PNP, adaptable – 24 V	195
5		– 5	0,4	MAX 635 plus MOSFET	200
5		3,3	3	Délivre aussi 12 V, 100 mA	213
5		12	0,02	12 à 25 mA suivant inductance, MAX 632	154
5		12	0,03	Symétrique ± 12 V, 25 mA, MAX 632, 636	209
5		12	0,13	Délivre aussi 15 V, 100 mA	166
5		12	0,1	Délivre aussi 3,3 V, 3 A	213
5		12	0,4	0,2 à 0,55 A, suivant inductance	158

V_1 nom (V)	V_1 min (V)	V_2 nom (V)	I_2 max (A)	Observations	N° Schéma
5	1,5	(*)		**NR SI** (*) Délivre $-V_1$ et $2 \times V_1$	240
5		15	0,01	10 à 15 mA suivant inductance, MAX 633	154
5	1,8	15	0,02	Détecteur d'épuisement	151
5		15	0,08	TL 497 A. Adaptable à d'autres valeurs	163
5		15	0,2	0,1 à 0,33 A, suivant inductance	158
5		15	0,5	La tension d'entrée sert de référence	167
8		15	0,03	MAX 633, rendement 90 %	154
9		– 12	0,03	MAX 636, max. 12 V à l'entrée	199
9		– 5		**SI** Symétrique ± 5 V	208
9	2	– 5	0,01	**SI**LTC 1044, LM 10	193
9		– 5	0,04	MAX 635, max. 15 V à l'entrée	199
9		5		**SI** Symétrique ± 5 V	208
9	7	5	0,04	MAX 638, rendement 92 %	183
9	8	5	0,06	MAX 638, rendement 89 %	183
9	6,5	5	0,09	Faible bruit, rendement 80 %, LT 1073	191
9	3	8	0,01	Prolongement de la vie d'une pile	161
9	2,4	9	0,01	Prolongement de la vie d'une pile	160
10				**NR SI** Doubleur à MOSFET	247
12		– 5	0,05	MAX 635, max. 15 V à l'entrée	199
12	6	3,3	1,5	Pour ordinateur portable, V_2 = 3,3 ou 5 V	188
12	10	5	0,05	MAX 638, rendement 92 %	183
12	8	5	0,5	LT 1111, NPN et transistor MOS	192
12	8	5	1	LM 3524 D plus deux PNP	187
12	7	5	2	TL 497 A. Limitation d'intensité	181
12	8	12	0,1	MAX 641, élévateur-réducteur 16 V max.	156
12	9	12	0,1	LM 1578, élévateur-réducteur 15 V max.	165
14	10	5	4	LH 1605, max. 20 V entrée, délestage	176
15		– 15	1	Tension de sortie ajustable, LM 2579	204
15		– 5	0,02	**SI** SG 2524	194
15	4,5	– 5	1,5	LT 1074, max. 40 V à l'entrée	198
15	1,5	(*)	0,04	**NR SI** (*) Inverse tension entre 1,5 et 20 V	237
15	8	(*)		**NR SI** (*) Double tension entre 8 et 20 V	239
15		5	0,2	TL 497 A. Limitation d'intensité	180
15		5	1,5	LM 1578. Adaptable à d'autres valeurs	179
20		15	2,5	Ajustable 5,1 à 15 V, L 4960	173
24	8	30	0,15	ULN 8163 A plus MOSFET	164
28		(*)	3	Avec prérégulateur, V_2 ajustable 1,3... 20 V	190
28		5	2,5	Oscille à 40 kHz, LM 2579	185

V_1 nom (V)	V_1 min (V)	V_2 nom (V)	I_2 max (A)	Observations	N° Schéma
30	8	(*)	(*)	Inverseur. (*) Suivant composants	205
30	10			**NR SI** Doubleur à MOSFET	248
30	9	5	4	L 296 avec trois régulateurs séparés	211
30	20	5	10	LT 1074. Adaptable 2,5 à 50 V sortie	184
30		4000		**NR SI** Multiplicateur actif, cascade	249
32		5	10	TL 594 plus discrets	182
35				Trois L 296 synchrones, 5, 15 et 24 V	212
35	20	5	2,5	Prérégulateur pour L 4940/4941	210
35		30	4	Ajustable 0 à 30 V, L 269	172
35	8	32	3	LM 317 k, ajustable 1,8 à 32 V	178
36		30	6	LM 105, LM 195, ajustable 4,5 à 30 V	177
40	8	(*)	(*)	LM 3524 D (*) Suivant valeurs du schéma	168
45		40	2,5	Ajustable 5,1 à 40 V, L 4960	175
45		40	4	Ajustable 5,1 à 40 V, L 296	171
46	9	5	1,5	Également utilisable pour V_2 jusqu'à 12 V	186
59		– 9	0,05	MAX 634, asservissement entrée/sortie	202
220*		5	0,11	**NR SI** MOSFET, direct réseau 220 V	246
220*		12	0,11	**NR SI** MOSFET, direct réseau 220 V	244
220*		15	1	Avec prégégulateur à thyristors	189
220*	175*	25	10	V_2 ajustable entre 0 et 25 V, L 4970 A	174
220*	175*	400	0,3	Prérégulateur sur courant non filtré, L 6560	169
220*	88*	400	1,25	Prérégulateur sur courant non filtré, L 4981	170

NR : Non régulé. **SI** : Sans Inductance. *Alternatif.

Montages sans transformateur classés par tension de sortie, intensité de sortie, tension d'entrée

V_2 nom (V)	I_2 max (A)	V_1 nom (V)	V_1 min (V)	Observations	N° Schéma
– 22	0,01	3		Pour écran à cristaux liquides	206
– 22	0,04	5		Pour écran à cristaux liquides	206
– 15	0,01	5		MAX 637, max. 9 V à l'entrée	199
– 15	0,2	5		LM 311 plus discrets	196
– 15	0,3	5		LM 1578 plus PNP, limitation	197
– 15	1	15		Tension de sortie ajustable, LM 2579	204

Classement des alimentations à découpage et convertisseurs

V_2 nom (V)	I_2 max (V)	V_1 nom (V)	V_1 min (A)	Observations	N° Schéma
– 12	0,01	5		MAX 636, max. 12 V à l'entrée	199
– 12	0,03	5		Symétrique ± 12 V, 25 mA	209
– 12	0,03	9		MAX 636, max. 12 V à l'entrée	199
– 12	0,15	5		MAX 636 plus MOSFET	200
– 9	0,05	59		MAX 634, asservissement entrée/sortie	202
– 5		9		**SI** Symétrique ± 5 V	208
– 5	0,01	4		MAX 635, max. 15 V à l'entrée	199
– 5	0,01	9	2	**SI** LTC 1044, LM 10	193
– 5	0,02	15		**SI** SG 2524	194
– 5	0,03	5		MAX 634, asservissement entrée/sortie	202
– 5	0,04	9		MAX 635, max. 15 V à l'entrée	199
– 5	0,05	12		MAX 635, max. 15 V à l'entrée	199
– 5	0,1	5		TL 497 A. Adaptable à d'autes valeurs	203
– 5	0,22	5		MAX 637, 2 PNP, adaptable 24 V sortie	195
– 5	0,4	5		MAX 635 plus MOSFET	200
– 5	1,5	15	4,5	LT 1074, max. 40 V à l'entrée	198
		10		**NR SI** Doubleur à MOSFET	247
		30	10	**NR SI** Doubleur à MOSFET	248
(*)		5	1,5	**NR SI** (*) Délivre $-V_1$ et $2 \times V_1$	240
(*)		15	8	**NR SI** (*) Double tension entre 8 et 20 V	239
(*)	(*)	30	8	Inverseur. (*) Suivant composants	205
(*)	(*)	40	8	LM 3524 D (*) Suivant valeurs du schéma	168
(*)	0,04	15	1,5	**NR SI** (*) Inverse tension entre 1,5 et 20 V	237
(*)	3	28		Avec prérégulateur, V_2 ajustable 1,3... 20 V	190
2	0,2	3	1,3	MAX 641 plus MOSFET	155
3	0,02	1,5		Aussi V_2 = 9 V, 7 mA ou 12 V, 5 mA	166
3,3	1,5	12	6	Pour ordinateur portable, V_2 = 3,3 ou 5 V	188
3,3	3	5		Délivre aussi 12 V, 100 mA	213
5		9		**SI** Symétrique ± 5 V	208
5	0,01	2		5 à 15 mA suivant inductance, MAX 631	154
5	0,03	3,6		Alimentation secours	152
5	0,04	2,5	1,5	Fournit 180 mA sous 2,4 V, MAX 641	157
5	0,04	3		25 à 40 mA suivant inductance, MAX 631	154
5	0,04	9	7	MAX 638, rendement 92 %	183
5	0,05	1,5	0,5	MAX 644, indicateur d'épuisement	159
5	0,05	4,5		Alimentation de secours, RC 1491/2/3	162
5	0,05	12	10	MAX 638, rendement 92 %	183
5	0,06	9	8	MAX 638, rendement 89 %	183
5	0,09	9	6,5	Faible bruit, rendement 80 %, LT 1073	191

V_2 nom (V)	I_2 max (V)	V_1 nom (V)	V_1 min (A)	Observations	N° Schéma
5	0,1	3		Aussi V_2 = 12 V, 35 mA ou 15 V, 27 mA	166
5	0,11	220*		**NR SI** MOSFET, direct réseau 220 V	246
5	0,2	15		TL 497 A. Limitation d'intensité	180
5	0,5	– 48		MAX 641 plus MOSFET	201
5	0,5	– 3		MAX 630 plus MOSFET	153
5	0,5	12	8	LT 1111, NPN et transistor MOS	192
5	1	12	8	LM 3524 D plus deux PNP	187
5	1,5	15		LM 1578. Adaptable à d'autres valeurs	179
5	2	12	7	TL 497 A. Limitation d'intensité	181
5	2,5	28		Oscille à 40 kHz, LM 2579	185
5	2,5	35	20	Prérégulateur pour L 4940/4941	210
5	4	14	10	LH 1605, max. 20 V entrée, délestage	176
5	4	30	9	L 296 avec trois régulateurs séparés	211
5	10	30	20	LT 1074. Adaptable 2,5 à 50 V sortie	184
5	10	32		TL 594 plus discrets	182
5,1	1,5	46	9	Également utilisable pour V_2 jusqu'à 12 V	186
8	0,01	9	3	Prolongement de la vie d'une pile	161
9	0,01	9	2,4	Prolongement de la vie d'une pile	160
12	0,01	3		5 à 10 mA suivant inductance, MAX 632	154
12	0,02	5		12 à 25 mA suivant inductance, MAX 632	154
12	0,03	5		Symétrique ± 12 V, 25 mA, MAX 632, 636	209
12	0,1	5		Délivre aussi 3,3 V, 3 A	213
12	0,1	12	8	MAX 641, élévateur-réducteur 16 V max.	156
12	0,1	12	9	LM 1578, élévateur-réducteur 15 V max.	165
12	0,11	220*		**NR SI** MOSFET, direct réseau 220 V	244
12	0,13	5		Délivre aussi 15 V, 100 mA	166
12	0,4	5		0,2 à 0,55 A, suivant inductance	158
15	0,01	5		10 à 15 mA suivant inductance, MAX 633	154
15	0,02	5	1,8	Détecteur d'épuisement	151
15	0,03	8		MAX 633, rendement 90 %.	154
15	0,08	5		TL 497 A. Adaptable à d'autres valeurs	163
15	0,2	5		0,1 à 0,33 A, suivant inductance	158
15	0,5	5		La tension d'entrée sert de référence	167
15	1	220*		Avec prégégulateur à thyristors	189
15	2,5	20		Ajustable 5,1 à 15 V, L 4960	173
25	10	220*	175*	V_2 ajustable entre 0 et 25 V, L 4970 A	174
30	0,15	24	8	ULN 8163 A plus MOSFET	164
30	4	35		Ajustable 0 à 30 V, L 269	172
30	6	36		LM 105, LM 195, ajustable 4,5 à 30 V	177
32	3	35	8	LM 317 k, ajustable 1,8 à 32 V	178

Classement des alimentations à découpage et convertisseurs

V_2 nom (V)	I_2 max (V)	V_1 nom (V)	V_1 min (A)	Observations	N° Schéma
40	2,5	45		Ajustable 5,1 à 40 V, L 4960	175
40	4	45		Ajustable 5,1 à 40 V, L 296	171
400	0,3	220*	175*	Prérégulateur sur courant non filtré, L 6560	169
400	1,25	220*	88*	Prérégulateur sur courant non filtré, L 4981	170
4000		30		**NR SI** Multiplicateur actif, cascade	249

NR : Non régulé. **SI** : Sans Inductance. *Alternatif.

Montages à transformateur classés par tension d'entrée et puissance de sortie

V_1 nom (V)	V_1 min (V)	P_2 max (W)	Observations	N° Schéma
5		0,2	± 12 V, MAX 634	216
5		0,6	± 15 V, ± 20 mA, MAX 630	215
5		1	± 12 V, ± 40 mA, LM 1578	214
5		3	**IS** ±15 V, régulateurs linéaires en sortie	227
5		6	± 15 V, ± 0,2 A, SG 1524 plus 2 NPN,	220
5,2	4	5	5V, 1 A, MAX 641	217
6	4,5	0,1	**NR IS** MAX 635. Régulation au primaire	250
6		25	**NR IS** Convertisseur classe B, 2 NPN	257
9	5	0,3	**IS** 5 V, 50 mA, RC 4149, optocoupleur	230
12		0,8	**IS** 15 V, 50 mA, optocoupleur	229
12		70	**NR IS** Multivibrateur suivi de 2 MOSFET	254
15	10	100	**NR IS** SG 3524, max. 20 V entrée	258
20		75	TL 594 plus 2 NPN, lecteur disquette	224
24		0,3	**NR IS** Source 6 kV, 50 µA, MOSFET	261
24	9	15	**IS** V_1 = 9... 36 V, Si 9111, optocoupleur	235
24		40	5 V, 8 A, PMW 125 plus 2 MOSFET	218
25		50	Tripôle doubleur de tension, deux MOSFET	253
28		25	5 V, 5 A, SG 1524 plus 2 NPN	219
28	20	50	5 V, 10 A, TDA 4700 A plus 2 MOSFET	221
30	14	15	**IS** 5 V, 3 A, optocoupeur	228
30		400	**NR IS** Unijonction et 2 NPN	259

V_1 nom (V)	V_1 min (V)	P_2 max (W)	Observations	N° Schéma
40	10	10	**IS** 5 V, 2 A, enroulement de régulation	225
48	23	6,5	**NR IS** Si 9100, + 5 V, 100 mA, ÷ 5 V, 30 mA.	251
48		20	**IS** ± 5 V, enroulement de régulation	226
50		50	Tripôle diviseur de tension, deux MOSFET	253
60	36	20	**IS** V_1 = 36... 72 V, Si 9114 A, optocoupleur	236
220*	100*	7,5	**NR IS** TDB 0556 A, 15 V, 0,5 A	252
220*		25	**IS** TDA 4601 D plus NPN, optocoupleur	231
220*		25	**NR IS** Alimentation TV 25 W, TDA 4601	255
220*		35	**IS** TDA 4919 A/G, MOSFET, optocoupleur	233
220*		50	**IS** TDA 4718 plus MOSFET, optocoupleur	232
220*		50	**IS** TL 494 plus discrets, optocoupleur	234
220*		60	**NR IS** Alimentation TV 60 W, TEA 2019	256
220*		270	± 45 V, ± 3 A, TDA 4700 plus discrets	222
240*	100*	500	**NR IS** Commutable 110/220V alternatifs	260

IS : Isolé entrée/sortie. **NR** : Non régulé. *Alternatif.

Montages à transformateur classés par puissance de sortie et tension d'entrée

P_2 max (W)	V_1 nom (V)	V_1 min (V)	Observations	N° Schéma
0,1	6	4,5	**NR IS** MAX 635. Régulation au primaire	250
0,2	5		± 12 V, MAX 634	216
0,3	9	5	**IS** 5 V, 50 mA, RC 4149, optocoupleur	230
0,3	24		**NR IS** Source 6 kV, 50 μA, MOSFET	261
0,6	5		± 15 V, ± 20 mA, MAX 630	215
0,8	12		**IS** 15 V, 50 mA, optocoupleur	229
1	5		± 12 V, ± 40 mA, LM 1578	214
3	5		**IS** ± 15 V, régulateurs linéaires en sortie	227
5	5,2	4	5V, 1 A, MAX 641	217
6	5		± 15 V, ± 0,2 A, SG 1524 plus 2 NPN,	220
6,5	48	23	**NR IS** Si 9100, + 5 V, 100 mA, – 5 V, 30 mA	251
7,5	220*	100*	**NR IS** TDB 0556 A, 15 V, 0,5 A	252
10	40	10	**IS** 5 V, 2 A, enroulement de régulation	225
15	12	9	**IS** V_1 = 9... 36 V, Si 9111, optocoupleur	235
15	30	14	**IS** 5 V, 3 A, optocoupleur	228

Classement des alimentations à découpage et convertisseurs

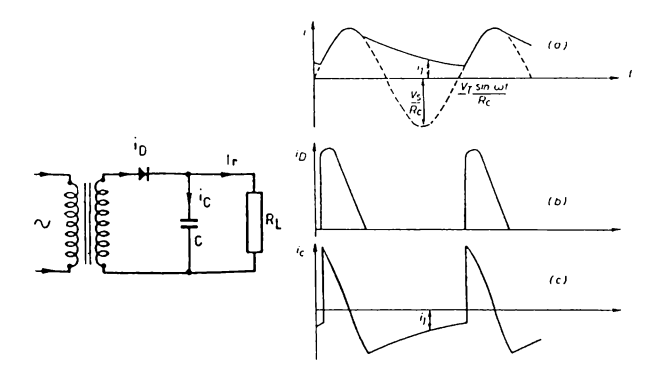
P_2 max (W)	V_1 nom (V)	V_1 min (V)	Observations	N° Schéma
20	48		**IS** ± 5 V, enroulement de régulation	226
20	60	36	**IS** V_1 = 36... 72 V, Si 9114 A, optocoupleur	236
25	6		**NR IS** Convertisseur classe B, 2 NPN	257
25	28		5 V, 5 A, SG 1524 plus 2 NPN	219
25	220*		**IS** TDA 4601 D plus NPN, optocoupleur	231
25	220*		**NR IS** Alimentation TV 25 W, TDA 4601	255
35	220*		**IS** TDA 4919 A/G, MOSFET, optocoupleur	233
40	24		5 V, 8 A, PMW 125 plus 2 MOSFET	218
50	25		Tripôle doubleur de tension, deux MOSFET	253
50	28	20	5 V, 10 A, TDA 4700 A plus 2 MOSFET	221
50	50		Tripôle diviseur de tension, deux MOSFET	253
50	220*		**IS** TDA 4718 plus MOSFET, optocoupleur	232
50	220*		**IS** TL 494 plus discrets, optocoupleur	234
60	220*		**NR IS** Alimentation TV 60 W, TEA 2019	256
70	12		**NR IS** Multivibrateur suivi de 2 MOSFET	254
75	20		TL 594 plus 2 NPN, lecteur disquette	224
100	15	10	**NR IS** SG 3524, max. 20 V entrée	258
270	220*		± 45 V, ± 3 A, TDA 4700 plus discrets	222
400	30		**NR IS** Unijonction et 2 NPN	259
500	240*	100*	**NR IS** Commutable 110/220 V alternatifs	260

NR : Non régulé. **IS** : Isolé entrée/sortie. *Alternatif.

Circuits de base

Circuits de redressement

1. — Monophasé à charge capacitive.



Recommandé pour faibles intensités seulement, car l'intensité continue dans l'enroulement du transformateur diminue le rendement. Si I_r est donnée en mA et la tension d'ondulation U_0 en V (crête à crête), prendre C (en microfarads) = 15 I_r/U_0. Le graphique des formes d'ondes est, dans son principe, valable pour tout redressement à charge capacitive. [Application des Semiconducteurs, cahier XIX, *RTC*.]



2. — Diphasé va-et-vient.

	Transformateurs de 3,5 W						Transformateurs de 5 W				
U_{nom} (alternatif) V	12	18	24	30	36	48	12	18	24	30	36
I_{nom} (alternatif) A	0,3	0,2	0,15	0,13	0,1	0,06	0,45	0,28	0,2	0,17	0,14
I_{rM} (continu max.) A	0,48	0,32	0,24	0,2	0,16	0,12	0,68	0,44	0,33	0,27	0,22
I_r (continu moyen.) A	0,4	0,25	0,2	0,16	0,13	0,1	0,55	0,35	0,26	0,22	0,18
U_r (pour I_{rM}) V	5,5	8,5	12	15	18	24	5,7	8,7	12	15	18
U_{ro} (pour I_r = 0) V	9	13	18	22	27	36	9	13	18	22	27
C, ondulation 5 % µF	4 000	1 800	1 000	680	470	220	6 000	2 700	1 500	1 000	680
C, ondulation 2 % µF	10 000	4 700	2 200	1 500	1 000	680	15 000	6 800	3 300	2 200	1 500
C, ondulation 1 % µF		10 000	4 700	3 300	2 200	1 200		12 000	6 800	4 700	3 300

	Transformateurs de 12 W				Transformateurs de 24 W				Transformateurs de 50 W		
U_{nom} (alternatif) V	12	18	24	30	12	18	24	30	12	18	24
I_{nom} (alternatif) A	1	0,67	0,5	0,4	2	1,3	1	0,8	4	2,8	2
I_{rM} (continu max.) A	1,4	1	0,7	0,56	2,8	2	1,4	1,1	7	4,5	3,5
I_r (continu moyen.) A	1,15	0,8	0,55	0,45	2,2	1,6	1,1	0,9	5,5	3,5	2,7
U_r (pour I_{rM}) V	6	9,5	12,5	16	6,3	10	13	17	6,3	10	13
U_{ro} (pour I_r = 0) V	9	13	18	22	9	13	18	22	9	13	18
C, ondulation 5 % µF	10 000	5 000	2 700	1 800	22 000	10 000	5 000	3 300	47 000	27 000	15 000
C, ondulation 2 % µF		12 000	6 800	4 700			12 000	6 800			

Recommandé notamment pour tensions faibles, car la chute dans les diodes est moindre que dans le cas du redresseur en pont. L'intensité I_r est valable en fonctionnement continu. I_{rM} est admissible pendant 60 s, si par ailleurs le débit moyen reste inférieur à I_r. [*Electronique Pratique,* Paris, N° 65, p. 101.]

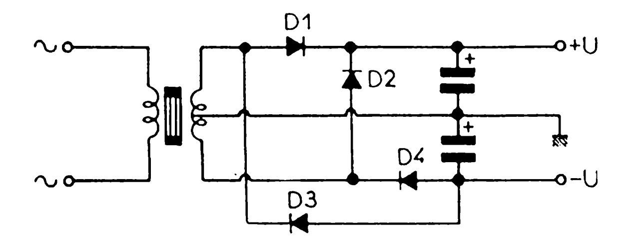
3. — Diphasé en pont.

	Transformateurs de 5 W					Transformateurs de 12 W					
U_{nom} (alternatif) V	18	24	30	36	50	15	18	24	30	36	48
I_{nom} (alternatif) A	0,3	0,2	0,17	0,14	0,1	0,8	0,7	0,5	0,4	0,35	0,25
I_{rM} (continu max.) A	0,22	0,17	0,13	0,11	0,08	0,56	0,5	0,35	0,28	0,23	0,18
I_r (continu moyen.) A	0,16	0,14	0,1	0,9	0,07	0,45	0,4	0,28	0,22	0,18	0,14
U_r (pour I_{rM}) V	18	24	30	36	50	15	18	25	31	38	50
U_{ro} (pour $I_r = 0$) V	27	36	46	55	75	23	28	38	47	55	75
C, ondulation 5 % µF	640	330	220	150	100	1 800	1 200	680	390	330	150
C, ondulation 2 % µF	1 500	1 000	560	390	220	4 700	3 300	1 800	1 000	820	470
C, ondulation 1 % µF	3 300	1 800	1 000	680	470	10 000	6 800	3 300	2 200	1 500	820

	Transformateurs de 24 W					Transformateurs de 50 W					
U_{nom} (alternatif) V	18	24	30	36	50	18	24	30	36	50	70
I_{nom} (alternatif) V	1,4	1	0,8	0,7	0,5	2,8	2	1,7	1,4	1	0,7
I_{rM} (continu max.) A	1	0,7	0,56	0,5	0,35	2	1,4	1,2	1	0,7	0,5
I_r (continu moyen.) A	0,8	0,55	0,45	0,4	0,28	1,6	1,1	1	0,8	0,55	0,4
U_r (pour I_{rM}) V	19	26	32	40	55	19	26	32	40	55	75
U_{ro} (pour $I_r = 0$) V	28	38	48	60	80	28	38	48	60	80	110
C, ondulation 5 % µF	2 200	1 200	820	560	330	4 700	2 200	1 500	1 000	680	470
C, ondulation 2 % µF	5 600	2 700	1 800	1 500	820	10 000	4 700	3 300	2 200	1 800	1 000
C, ondulation 1 % µF	12 000	5 600	3 900	3 300	1 500	22 000	10 000	6 800	4 700	3 900	2 200

Recommandé notamment pour moyennes et fortes intensités. L'intensité I_r est valable en fonctionnement continu. I_{rM} est admissible pendant 60 s, si par ailleurs le débit moyen reste inférieur à I_r. [*Electronique Pratique*, Paris, N° 65, p. 102.]

4. — Double va-et-vient.



Utilisé notamment pour les alimentations symétriques. Les quatre diodes discrètes peuvent être remplacées par un redresseur en pont. [*Electronique Pratique,* Paris, N° 66, p. 105.]

5 et 6. — Triphasés à enroulement unique par phase.

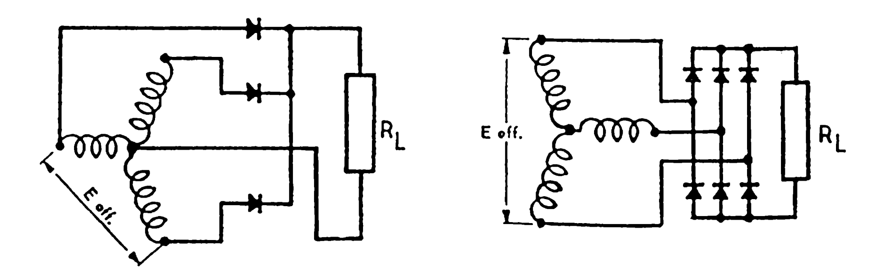
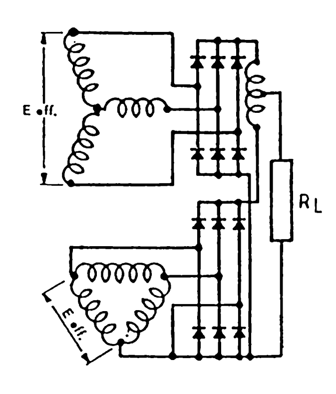


Schéma 5 : $U_{crête} = 0{,}82\ E_{eff}$, taux d'ondulation 17,7 %, fréquence d'ondulation 3 f. Schéma 6 : $U_{crête} = 1{,}412\ E_{eff}$, taux d'ondulation 4 %, fréquence d'ondulation 6 f. [Application des Semiconducteurs, cahier XIX, *RTC.*]

7 et 8. — Triphasés à deux enroulements par phase.



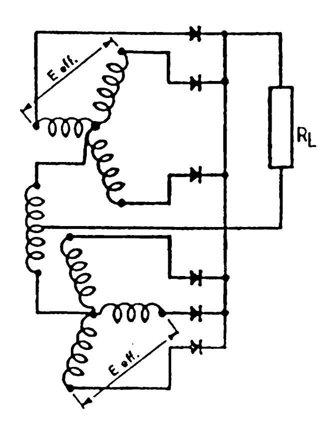
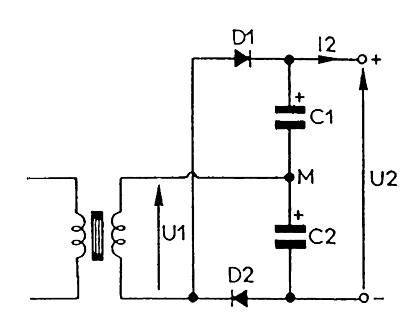


Schéma 7 (hexaphasé) : $U_{crête} = 0{,}82\ E_{eff}$, taux d'ondulation 4 %, fréquence d'ondulation 6 f. Schéma 8 (dodécaphasé) : $U_{crête} = 1{,}412\ E_{eff}$, taux d'ondulation 2 %, fréquence d'ondulation 12 f. [Application des Semiconducteurs, cahier XIX, *RTC*.]

9 et 10. — Doubleur Latour-Delon-Greinacher.



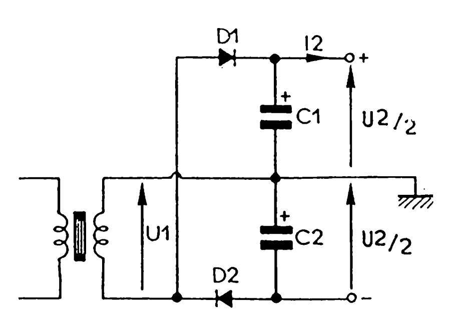


Schéma 9 : Source asymétrique. Schéma 10 : Symétrique. Diodes : doivent pouvoir supporter 3 U_1 (U_1 en valeur efficace). Condensateurs : doivent supporter 1,5 U_1. Valeur courante : C (en μF) = 100 I_2 (en mA)/U_1 (en V). Transformateur : doit pouvoir fournir 5 I_2. [*Electronique Pratique*, Paris, N° 66, p. 105.]

11 et 12. — Doubleur Schenkel-Villard.

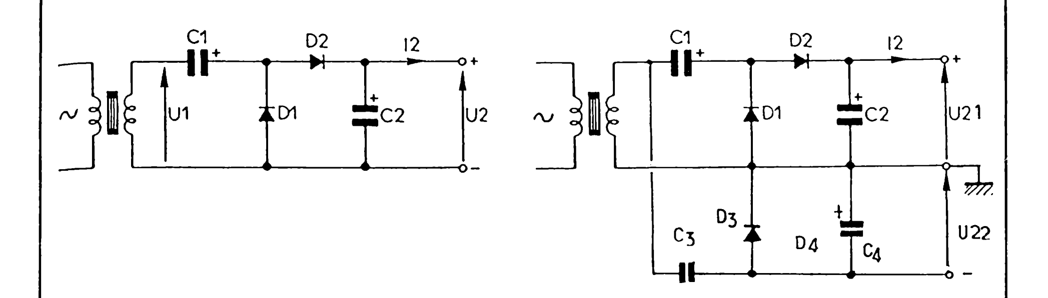
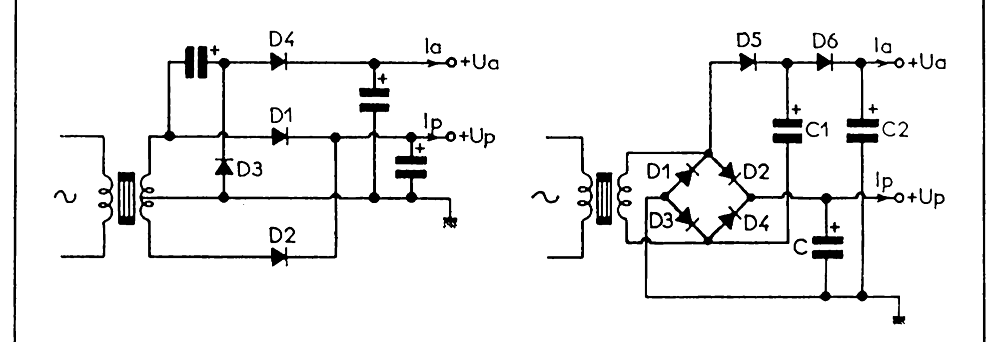


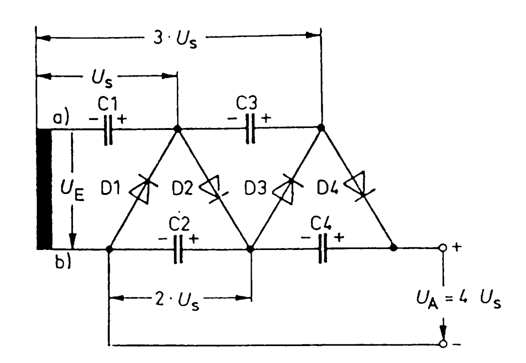
Schéma 11 : Source asymétrique. Schéma 12 : Doubleur symétrique. Diodes : doivent pouvoir supporter 3 U_1 (U_1 en valeur efficace). Condensateurs : C_1 doit supporter 1,5 U_1, C_2 le double. Valeur courante : C (en μF) = 100 I_2 (en mA)/ U_1 (en V). Transformateur : doit pouvoir fournir 5 I_2. [*Electronique Pratique,* Paris, N° 66, p. 105.]

13 et 14. — Tensions auxiliaires à faible débit.



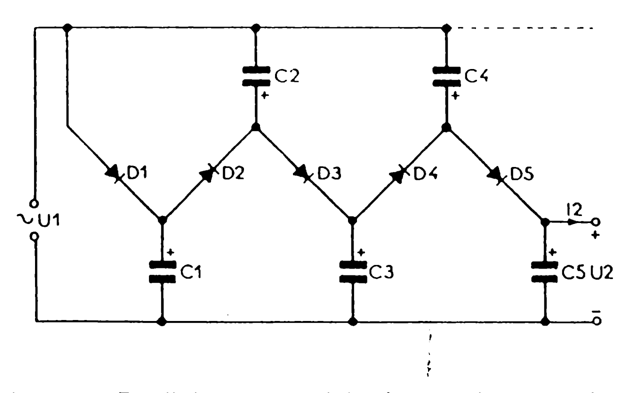
Adjonction d'un doubleur de tension à des redresseurs va-et-vient ou en pont, produisant une tension principale U_p et une tension auxiliaire $U_a \approx 2\, U_p$. Les deux procédés ne sont rationnels que si $I_a < 0{,}2\, I_p$. [*Electronique Pratique,* N° 66, p. 105.]

15. — Multiplicateur de tension Latour-Delon-Greinacher.



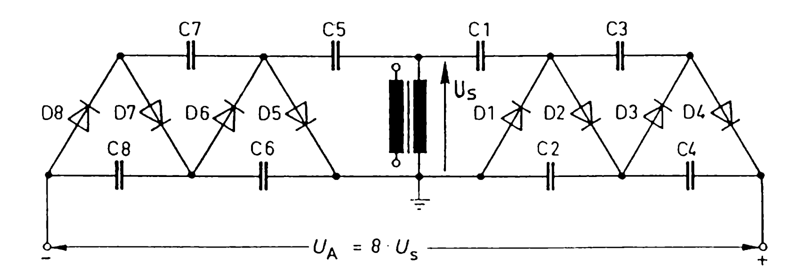
Exemple avec 4 cellules, extensible à un plus grand nombre. Diodes : doivent pouvoir supporter 3 E_{eff}. Condensateurs : C_1 doit supporter 1,5 E_{eff}, les suivants le double. Valeur courante : C (en μF) = 100 I_2 (en mA)/ U_1 (en V). [*Electronique Pratique*, Paris, N° 66, p. 106.]

16. — Multiplicateur de tension Schenkel-Villard.



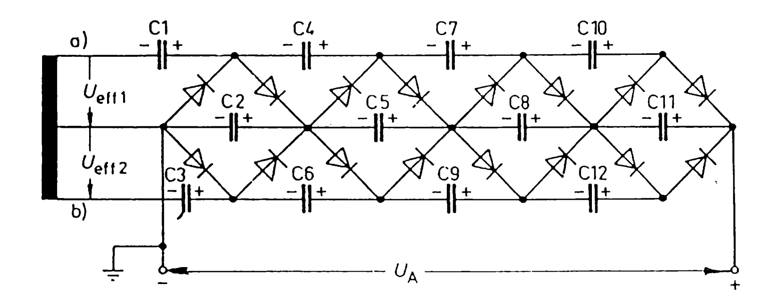
Exemple avec 5 cellules, extensible à un plus grand nombre. Résistance interne plus faible que pour le montage précédent, mais demande des condensateurs dont la tension de service s'échelonne entre 1,5 U_{1eff} pour C_1 et U_2 pour C_n. [*Electronique Pratique*, Paris, N° 66, p. 106.]

17. — Multiplicateur symétrique de tension



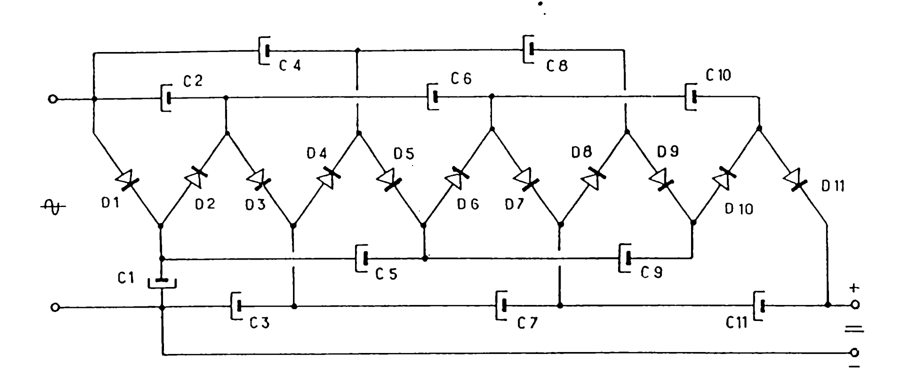
L'association de deux doubleurs de 4 cellules chacun détermine une résistance interne plus faible que celle d'un montage Latour-Delon-Greinacher à 8 cellules. [*Funk-Technik,* Munich, N° 5/82, p. 204 à 207.]

18. — Multiplicateur renforcé.



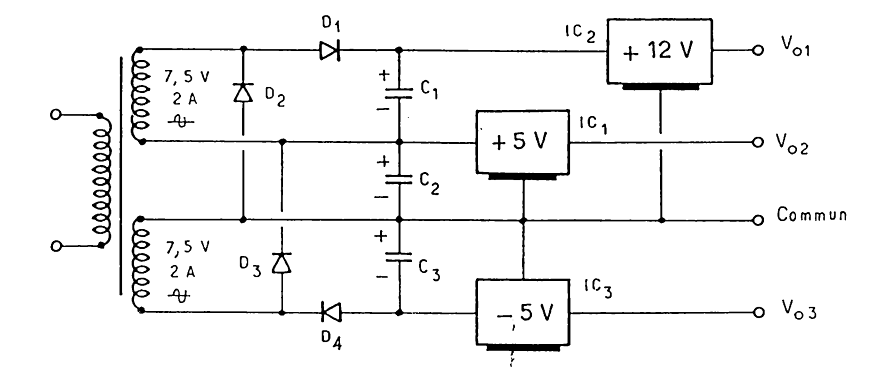
Appliqué à la multiplication de tension, le principe va-et-vient détermine une ondulation nettement plus faible et une résistance de sortie quatre fois plus réduite que dans le cas du multiplicateur simple. [*Funk-Technik,* Munich, N° 5/82, p. 204 à 207.]

19. — Multiplicateur hybride.



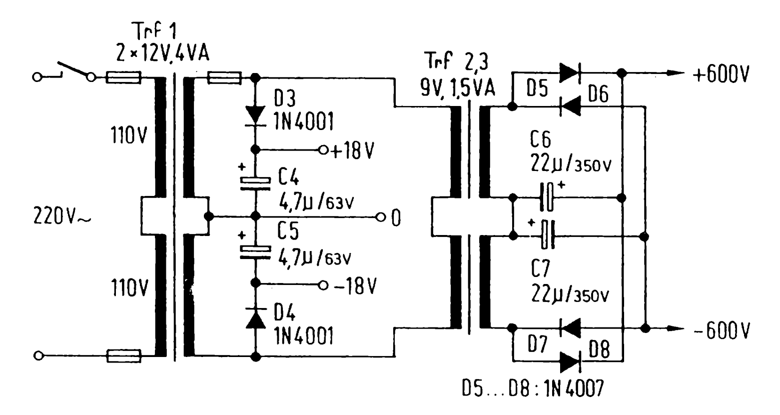
Réduction de la résistance interne en connectant les condensateurs de façon qu'ils prélèvent la tension alternative plus en amont (à un endroit où elle est encore plus forte que normalement). Comme la différence de potentiel continu augmente proportionnellement, il convient d'utiliser des condensateurs de tension de service correspondante. [*Télévision*, Paris, décembre 1961, p. 306.]

20. — Trois tensions avec deux enroulements.



Combine un redressement diphasé (D_2 et D_3 chargent C_2) avec deux monophasés (D_1 sur C_1 et D_4 sur C_3). Cette disposition réduit au minimum la puissance dissipée dans les régulateurs. [*EDN*, N° 31, octobre 1985.]

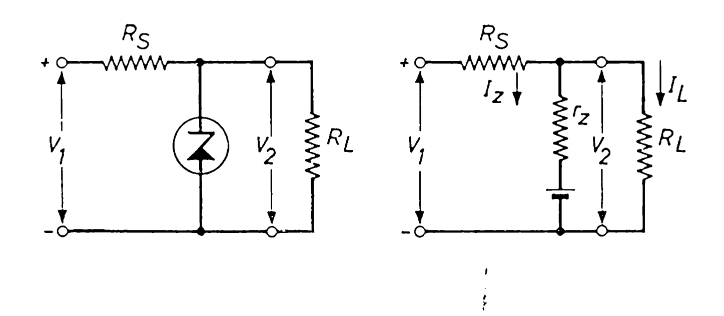
21. — Hautes tensions avec transformateurs basse tension.



Après un transformateur fournissant 2 × 12 V, on trouve la mise en série de deux élévateurs de tension (9 V vers 220 V), suivis de doubleurs permettant d'obtenir une différence de potentiel de 1,2 kV. Accessoirement, le circuit fournit 2 × 18 V pour l'alimentation d'amplificateurs opérationnels. [F.A. Heinrich, *Funkschau*, Munich, N° 21/88, p. 99.]

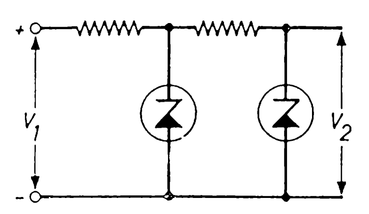
Références de tension

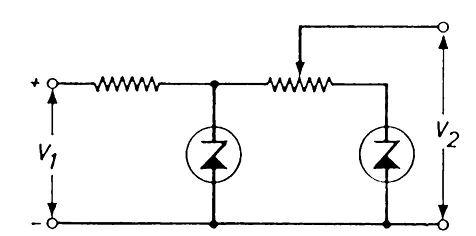
22. — Stabilisation Zener et schéma équivalent.



Condition : $(V_1 - V_2)/R_S > V_2/R_L$. Facteur de stabilité : $(\Delta V_2/\Delta V_1) = 1/[1 + (R_S/r_z) + (r_z/R_L)]$. Résistance de sortie : légèrement inférieur à r_z, résistance interne de la diode de Zener. [Brochure *RTC* : Diodes Régulatrices.]

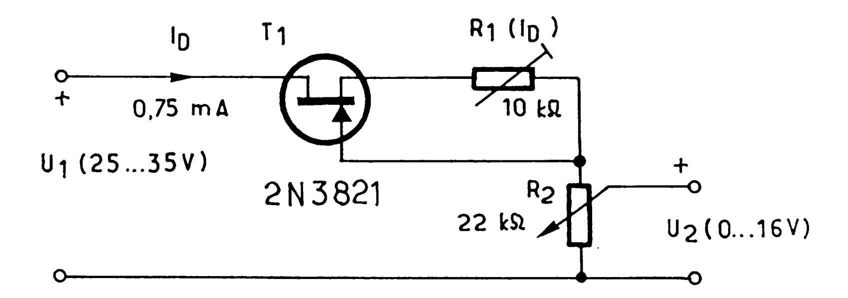
23 et 24. — Stabilisation par deux diodes Zener.





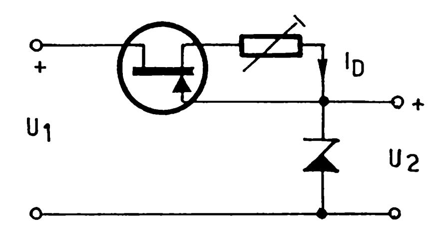
Permet de stabiliser (schéma 23) une tension déjà préstabilisée ou d'obtenir (schéma 24) une tension de référence ajustable avec une résistance interne relativement basse. [Brochure *RTC*: Diodes Régulatrices.]

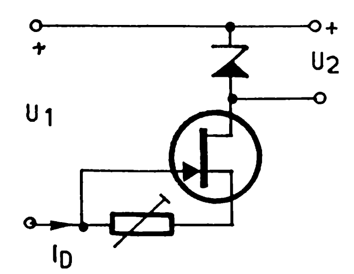
25. — Transistor à effet de champ.



En utilisant T_1 avec une intensité de drain (ajustable par R_1) pour laquelle la dérive en température devient nulle (0,75 mA pour 2 N 3821), on obtient, par R_2, une tension de référence très stable. Elle se présente, néanmoins, avec une résistance interne élevée. [Documentation *Texas Instruments.*]

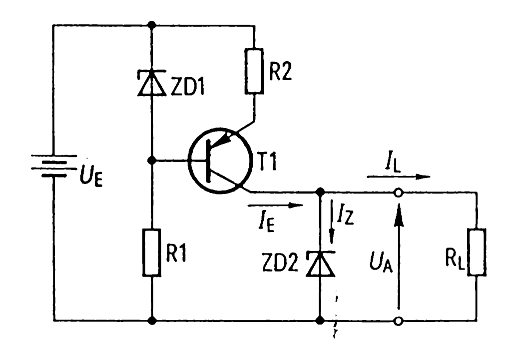
26 et 27. — Transistor à effet de champ et diode Zener.





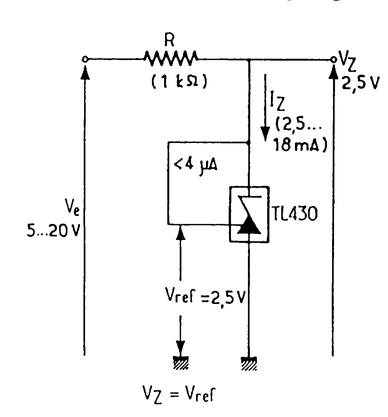
En utilisant le transistor à effet de champ comme dipôle à courant constant, on obtient une tension de référence par rapport au négatif (schéma 26) ou par rapport au positif (schéma 27) de l'alimentation primaire. [Documentation *Texas Instruments.*]

28. — Courant constant dans la diode de référence.



A l'aide ZD_1, on utilise T_1 comme source à courant constant pour l'alimentation de ZD_2. [Documentation *Siemens.*]

29 et 30. — Zener programmable, TL 430, TL 431.



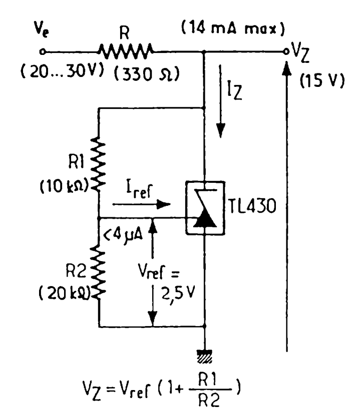
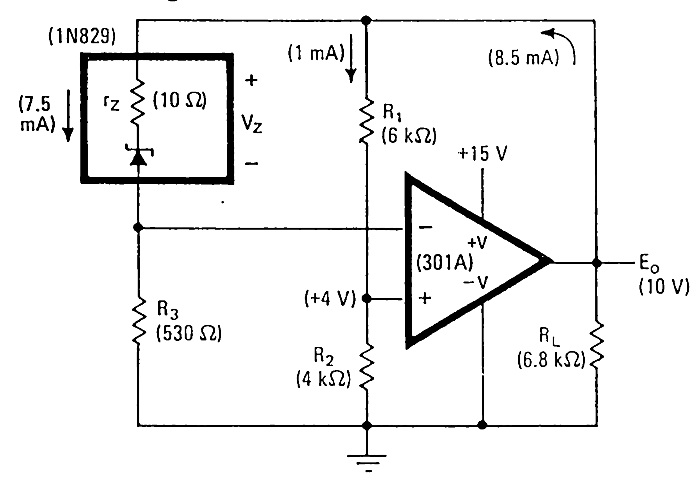


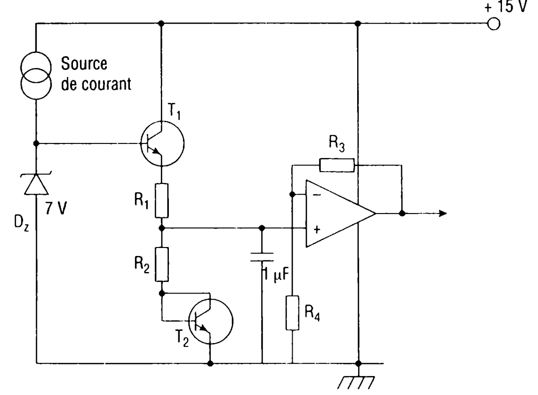
Schéma 29 : Référence fixe 2,5 V. Schéma 30 : Référence définie par R_1, R_2. Plage de dispersion de V_{ref} : 2,44 à 2,55 V. Dissipation maximale : 750 mW. Limites I_Z : 1 à 100 mA. $I_{ref} \approx 2$ µA (<4 µA). Les valeurs entre parenthèses sont données à titre d'exemple. [Documentations TL 430/1 (*Texas Instruments, Fairchild*) - *Le Haut-Parleur*, Paris, N° 1642, p. 268 à 271.]

31. — Courant régulé dans la diode de référence.



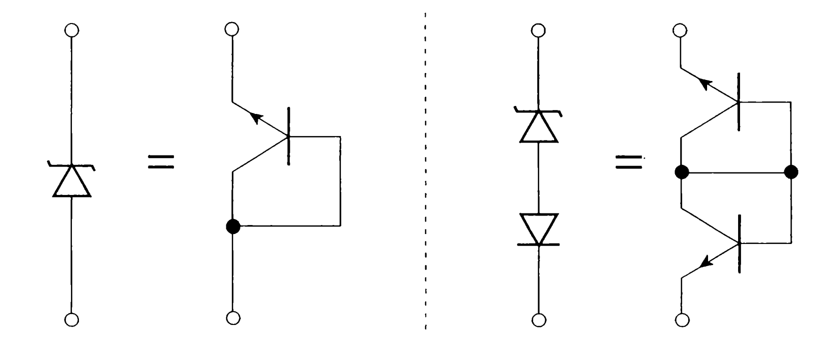
L'amplificateur opérationnel préserve la diode de Zener des variations du courant dans la charge. Une légère réaction positive permet une rejection optimale de l'ondulation résiduelle. [W. D. Miller et R. E. DeFreitas, *Electronics*, 20 février 1975, p. 101 à 105.]

32. — Coefficient de température programmable.



T_1 est commandé par une source de tension de précision, représentée par D_Z. Suivant les valeurs de R_1 et de R_2, (15 à 47 kΩ), il y a prédominance soit de l'effet de température positif de la diode B-E de T_1, soit de l'effet de température négatif de la diode B-E de T2. Utiliser un transistor double. Plage de l'effet de température : ± 250 ppm/°C. Choisir R_3 et R_4 suivant la tension de sortie désirée. [Documentation *Raytheon.*]

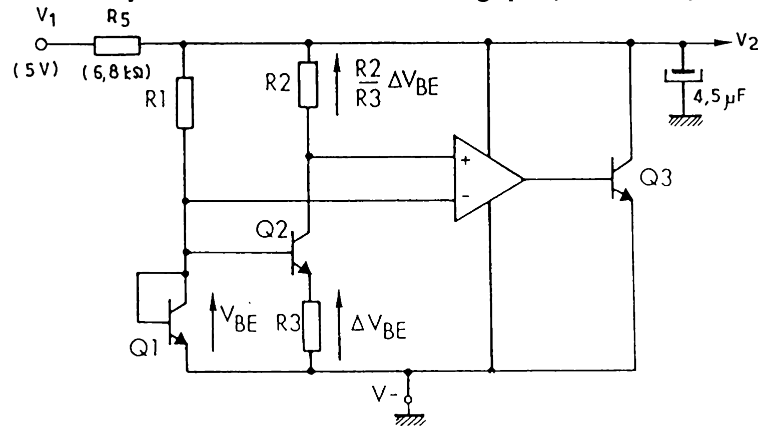
33 et 34. — Transistor intégré comme diode de Zener.



Dans les circuits intégrés contenant des transistors électriquement séparés (*arrays*), on peut en utiliser un (schéma 33) comme référence (environ 6,5 V, dérive de 2,5 mV/°C) par polarisation inverse de la jonction E-B. La dérive peut être fortement réduite (schéma 34) par adjonction, dans le sens direct, de la jonction E-B d'un autre transistor. [Documentation *Raytheon.*]

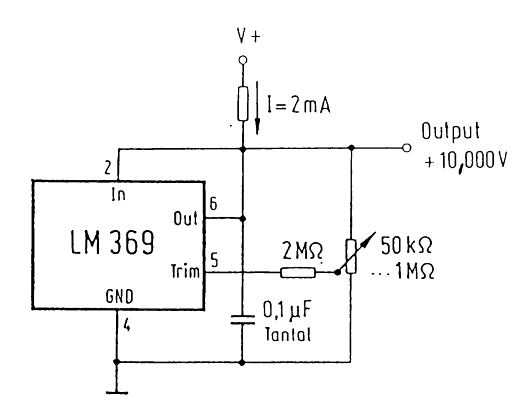


35. — Principe d'une référence "band gap" (ICL 8069).



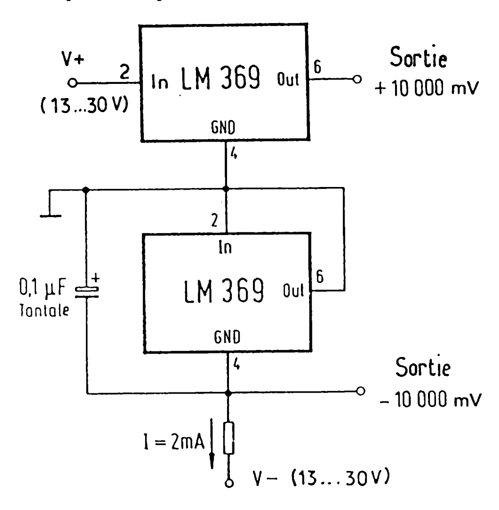
Entre émetteur et collecteur de Q_3, on obtient la somme de V_{BE} et la chute sur R_1 laquelle est, du fait de l'amplificateur opérationnel, égale à $R_2 \times \Delta V_{BE}/R_3$. Les valeurs des résistances et la taille des bases des transistors sont choisies pour qu'il y ait compensation de la dérive en température de Q_1 et de Q_2. [Documentation *Intersil*, ICL 8069.]

36. — Référence 10 V avec LM 369.



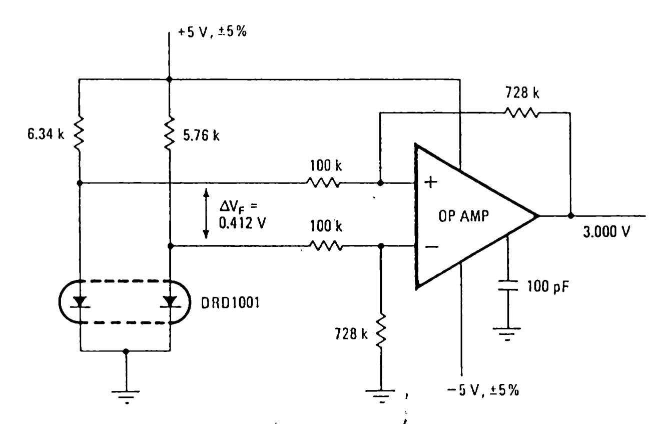
Entre 0 et 70 °C, la dérive est inférieure à 5 mV. Peut être utilisée avec des intensités jusqu'à 10 mA. L'ajustage fin (P) couvre une plage de ±10 mV. Un condensateur de 100 nF entre broche 5 et masse peut apporter une réduction du bruit. [Linear Databook 2, *National Semiconductor*, 1987. - *ELO Praxis*, Munich, N° 5/89, p. 9.]

37. — Référence symétrique ±10 V avec LM 369.



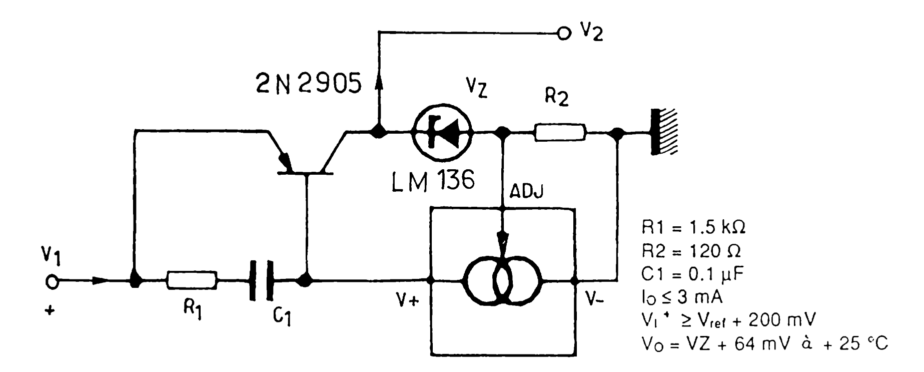
Entre 0 et 70 °C, la dérive est inférieure à 5 mV. Peut être utilisée avec des intensités jusqu'à 10 mA. [Linear Databook 2, *National Semiconductor*, 1987. - *ELO Praxis*, Munich, N° 5/89, p. 9.]

38. — Référence différentielle.



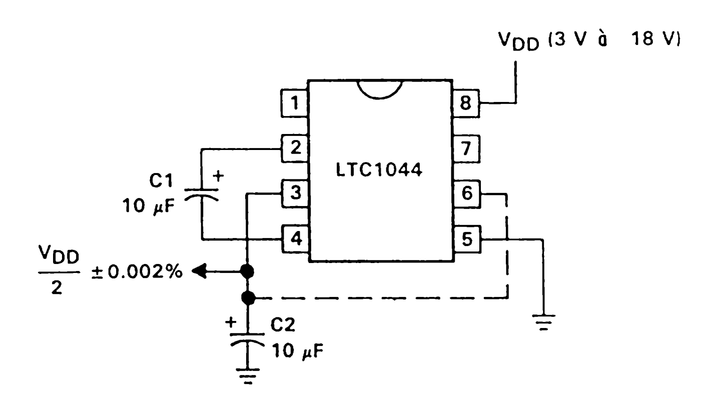
Deux diodes de dopage différent, intégrées ensemble, fournissent une différence de tension directe indépendante de la température. On arrive à un résultat approché avec une diode au silicium et une LED. La méthode est avantageuse lorsqu'on ne dispose que d'une faible tension d'alimentation primaire (5 V). [J. DuBow, *Electronics*, 7 février 1974, p. 133.]

39. — Stabilisation par source de courant programmable, LM 134/234/334.



Une diode de référence de 2,5 V, LM 136, fonctionne à courant constant du fait d'un transistor lequel reçoit son courant de base par une source dont l'intensité est asservie à celle du transistor. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 481 à 489.]

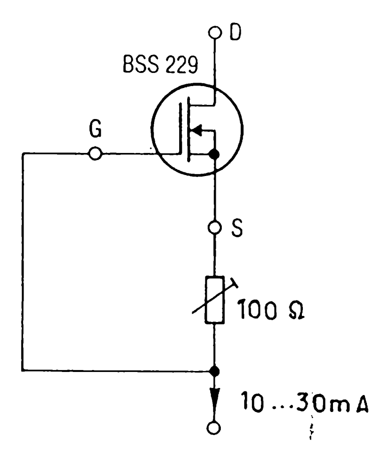
40. — Diviseur de tension de précision, LTC 1044.



Délivre la moitié de V_{DD} à 0,002 % près, à condition qu'on prélève moins de 100 nA. La liaison en pointillé n'est nécessaire que pour $V_{DD} < 6$ V. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-69.]

Références d'intensité

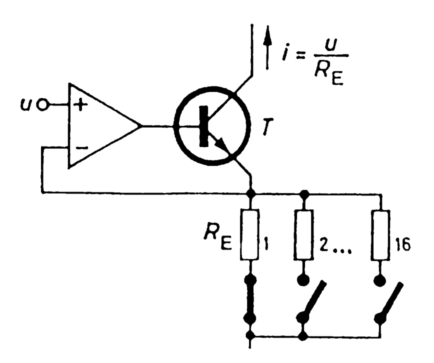
41. — Courant constant par MOSFET à appauvrissement.



La tension aux bornes du dipôle doit être au moins de 2 V. On peut, avec un JFET, obtenir un résultat semblable avec une chute de tension directe plus forte et une stabilité qui sera plus réduite, notamment pour des intensités de plus de 10 mA. [Composants Actualités *Siemens*, mars 1988, p. 15.]

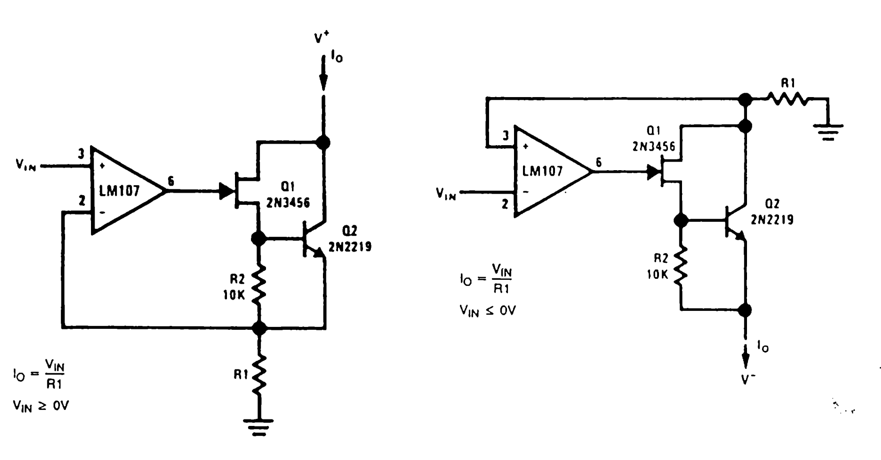


42. — Puits de courant commutable.



En appliquant, à l'amplificateur opérationnel, une tension de référence U (éventuellement corrigée en fonction de l'effet de température de T), le collecteur de T demande une intensité U/R_E. [R. Claussen, *Internationale Elektronische Rundschau,* N° 2/71, p. 49.]

43 et 44. — Puits et source de courant de précision.



En procédant comme précédemment, on obtient des impédances de sortie plus élevées par des configurations du type Darlington. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor,* 1986, p. 25.]

45 et 46. — Courant constant avec Zener programmable, TL 430/1.

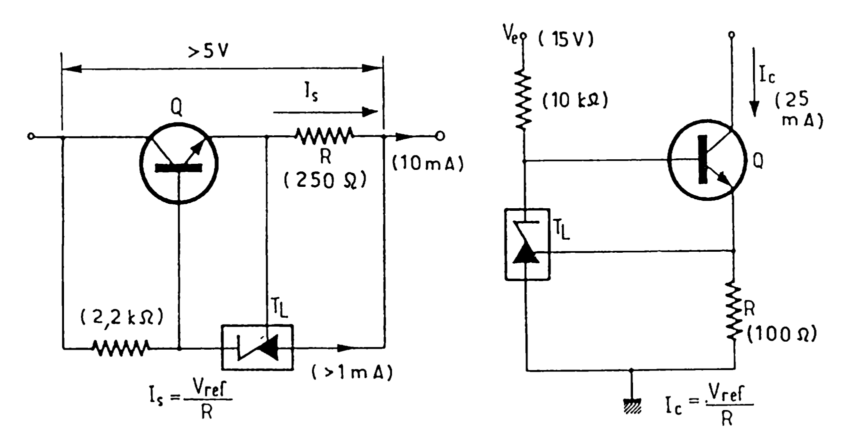
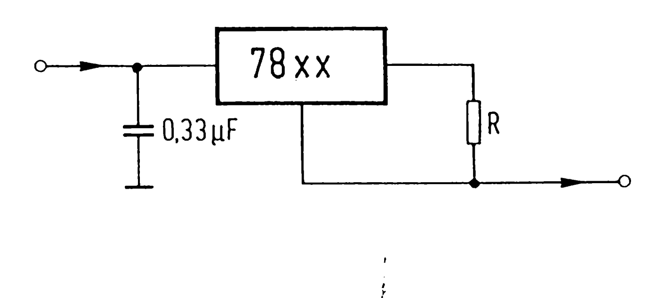


Schéma 45 : Dipôle à courant constant. Schéma 46 : Puits de courant. Les valeurs entre parenthèses sont données à titre d'exemple. [Documentations TL 430/1 (*Texas Instruments, Fairchild*) - *Le Haut-Parleur*, Paris, N° 1642, p. 268 à 271.]

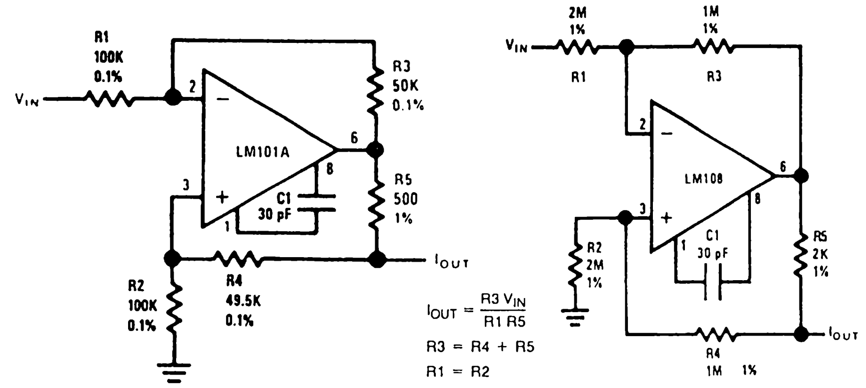
47. — Courant constant par régulateur de tension.



L'intensité obtenue est V_{ref}/R. Utilisable à partir de 10 mA. La protection contre les surcharges reste conservée. Egalement valable pour LM 109 et similaires. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 140.]

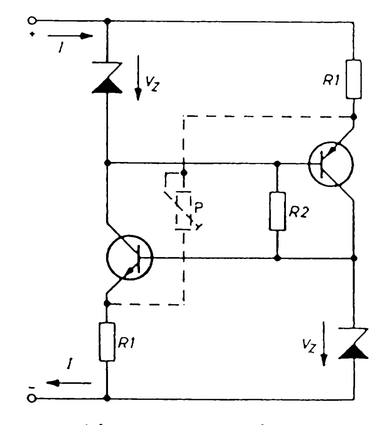


48 et 49. — Sources de courant bilatérales, LM 101, LM 108.



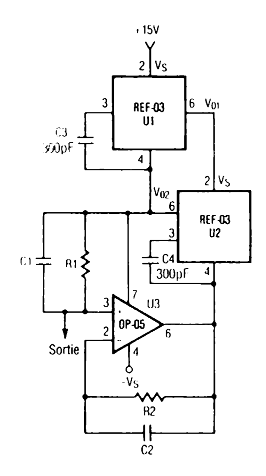
Un amplificateur opérationnel à faible courant de polarisation (LM 108, schéma 49) admet des résistances externes plus élevées et permet ainsi l'obtention précise d'intensités très faibles. La résistance interne dépend de la symétrie entre les deux branches. Elle peut devenir négative en cas de déséquilibre. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 70 et 86.]

50. — Dipôle à courant constant.



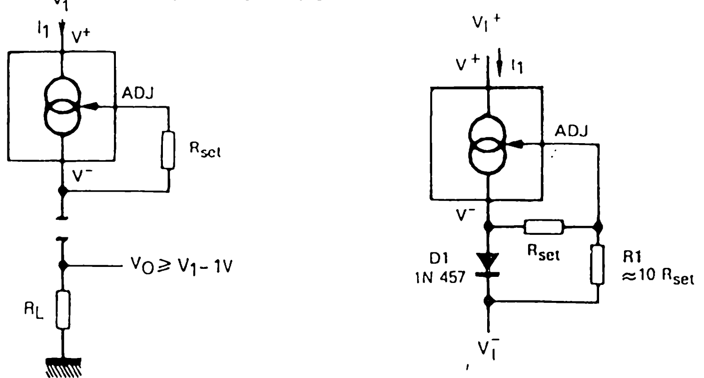
Deux sources complémentaires à courant constant ($I = [V_Z - V_{BE}]/R_1$) sont montées en opposition. R_2 (1 MΩ environ) assure le démarrage. P permet d'optimiser la stabilité par réaction positive ou d'introduire une résistance négative, compensant une éventuelle résistance positive dans le circuit d'utilisation. [Discrete Semiconductor Circuit Examples, *ITT-Intermetall*, 1973, p. 33.]

51. — Impédance interne de 300 MΩ.



Les REF 03 sont des références de précision de 2,5 V. U1 sert de prérégulateur à U2. L'intensité de sortie est donnée par 2,5 V/R_1, avec $R_2 = R_1$. Choisir $C_1 = C_2$ de façon que $C_1 R_1 = 10^{-5}$. [Note d'application *Raytheon*.]

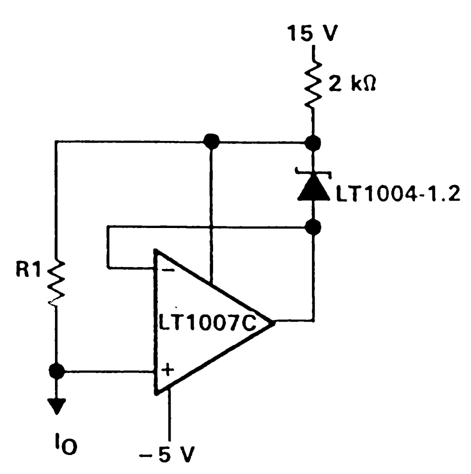
52 et 53. — Source de courant programmable LM 134/234/334.



Utilisable entre 1 μA et 10 mA, $I_1 = 67{,}7$ mV/R_{set} à 25 °C et pour plus de 1 V aux bornes du circuit. Tension maximale : 30 V pour LM 334, 40 V pour LM 134/234. L'effet de température, de 0,33 %/°C, peut être compensé par l'adjonction d'une diode et d'une résistance (schéma 53). [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 481 à 489.]

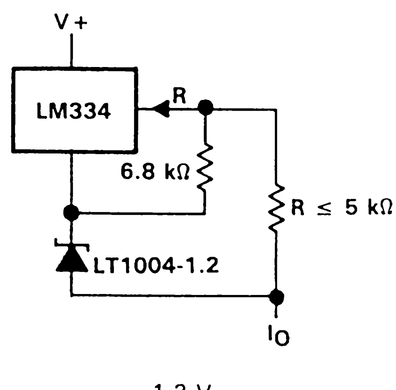


54. — Source de courant avec LT 1004.



L'intensité de sortie est $I_O = 1.235\ V/R_1$. Utilisable jusqu'à 5 mA. En-dessous de 0,5 mA, augmenter la résistance en série avec le +12 V. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-49.]

55. — Dipôle à courant constant, LM 334 et LT 1004.

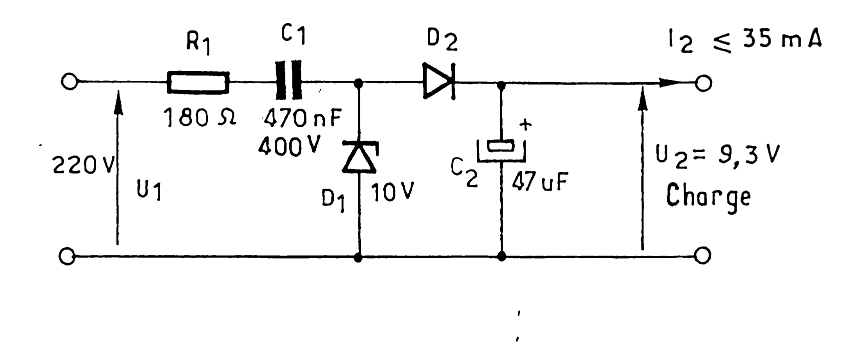


$$I_O \approx \frac{1.3\ V}{R}$$

L'intensité de sortie est $I_O = 1{,}3\ V/R$. Le montage convient pour des intensités de l'ordre du milliampère et se distingue par un faible coefficient de température. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-49.]

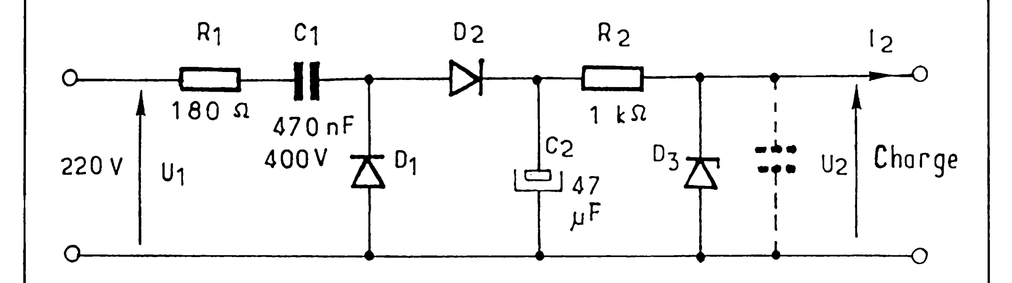
Alimentations à régulation linéaire

56. — Sans transformateur et à deux diodes.



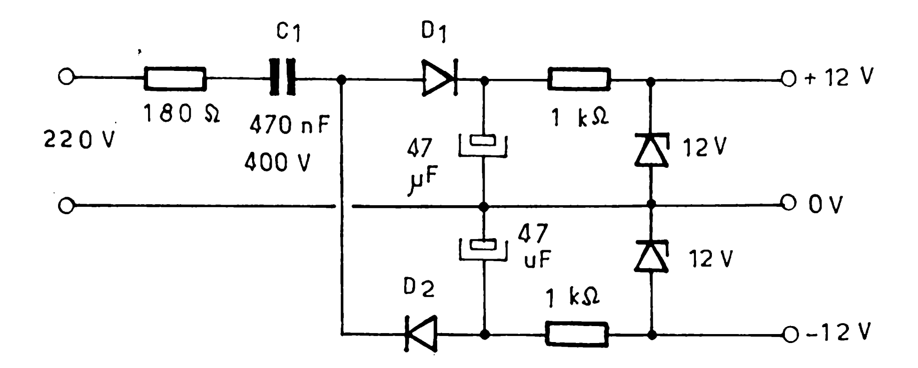
D_1 sert à la fois pour le redressement et pour limiter la tension de sortie, laquelle est, du fait de D_2, de 0,7 V inférieure au seuil de D_1. L'intensité disponible en sortie est proportionnelle à la valeur de C_1. R_1 protège contre les surtensions accidentelles. [75 Montages à LED, *ETSF*, 1988, p. 86.]

57. — Sans transformateur et à trois diodes.



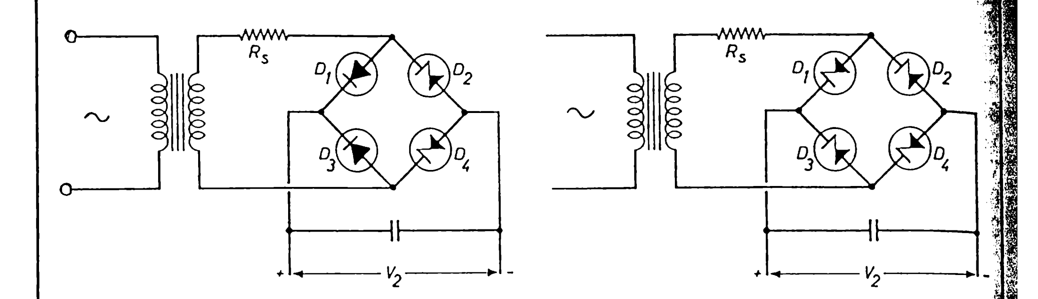
La séparation entre les fonctions de redressement et de stabilisation de tension procure une ondulation résiduelle plus faible que dans le cas précédent. [75 Montages à LED, *ETSF*, 1988, p. 90.]

58. — Doubleur symétrique sans transformateur.



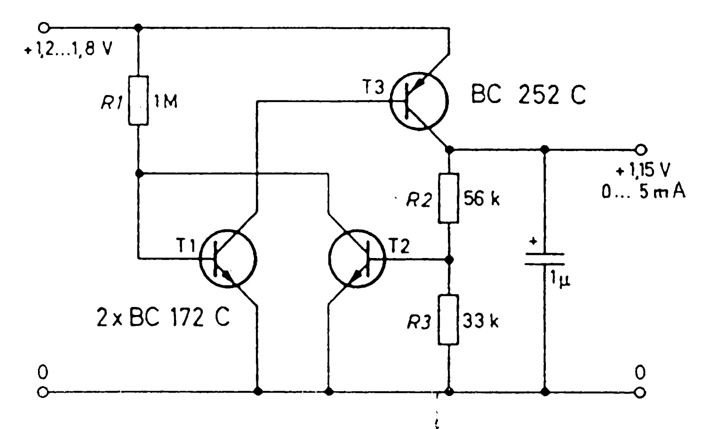
Le doubleur agit comme deux redresseurs monophasés. Comme précédemment, la tenue en tension de C_1 doit être indiquée par 400 V continus ou 250 V alternatifs. R_1 protège contre les surtensions accidentelles. [75 Montages à LED, *ETSF*, 1988, p. 93.]

59 et 60. — Redresseur comportant des diodes de Zener.



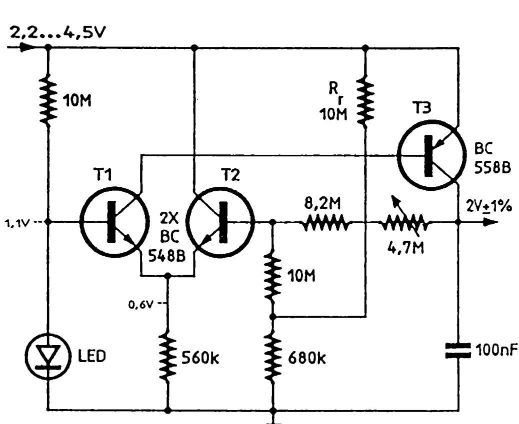
Une limitation est déjà obtenue avec deux diodes de Zener. Avec quatre diodes de ce type (schéma 58), on obtient une meilleure répartition de la dissipation, si ces diodes présentent des tensions de seuil très proches. Le montage n'est guère rationnel pour des intensités supérieures à 20 mA. [Brochure *RTC,* Diodes Régulatrices de Tension. — Documentation *ITT-Intermetall.*]

61. — Régulateur pour piles basse tension.



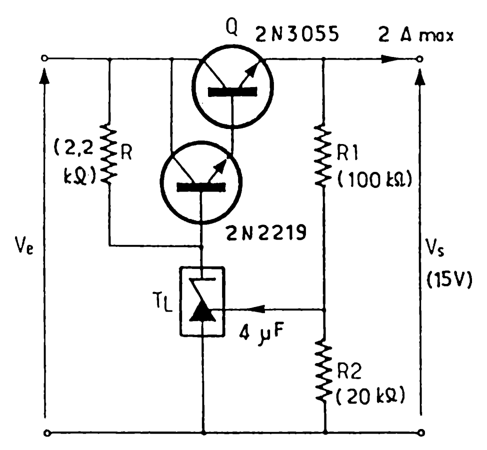
La tension base-émetteur de T_2 (environ 420 mV pour $I_C = 1$ mA) sert de référence. Choisir R_1 de façon que T_3 entre en saturation lorsque T_2 est coupé. La consommation à vide est inférieure à 15 μA. [Discrete Semiconductor Circuit Examples, *ITT-Intermetall,* 1973, p. 47.]

62. — Très faible consommation, 2 V, 30 μA.



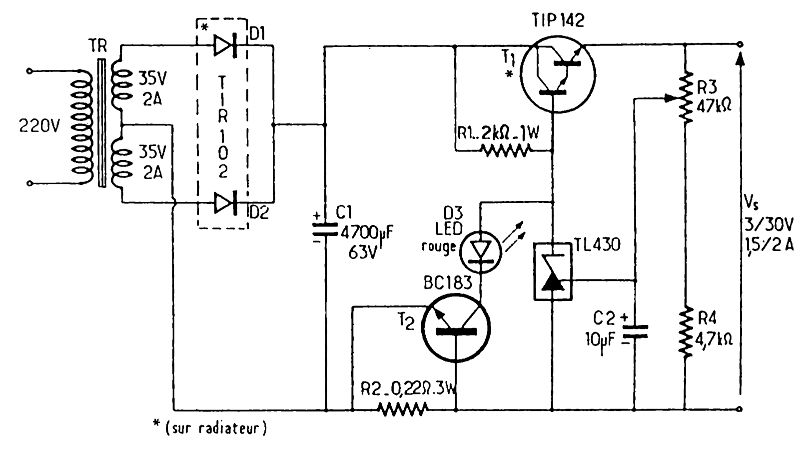
La consommation propre est de l'ordre de 1,5 μA. Une LED sert de référence, de façon à asservir la tension de sortie quelque peu à la température. Grâce à une réaction (R_r), la régulation se fait à 1 % près entre 2,2 et 4,5 V à l'entrée, à 0,1 % près pour 3 V ± 10 %. [*Electronique Applications,* N° 67, p. 23.]

63. — Ballast Darlington avec Zener programmable TL 430/1.



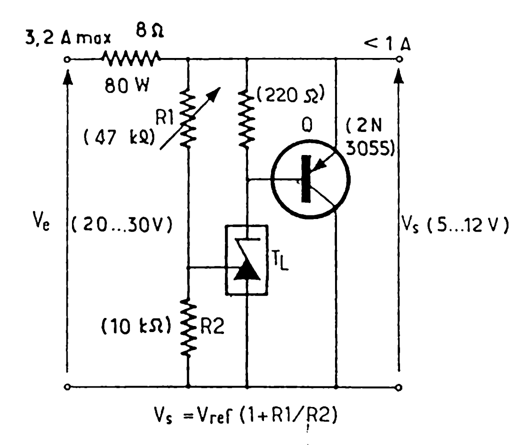
L'asservissement à l'entrée de comparaison de T_L impose une tension de 2,5 V aux bornes de R_2. Les valeurs entre parenthèses sont données à titre d'exemple. [Documentations TL 430/1 (*Texas Instruments, Fairchild*) — *Le Haut-Parleur,* Paris, N° 1642, p. 268 à 271.]

64. — Transistor Darlington avec Zener programmable TL 430/1.



L'intensité de sortie peut atteindre 2 A à partir de $V_S = 15$ V. T_2 effectue une limitation de courant avec indication par LED. [Documentations TL 430/1 (*Texas Instruments, Fairchild) — Le Haut-Parleur,* Paris, N° 1642, p. 268 à 271.]

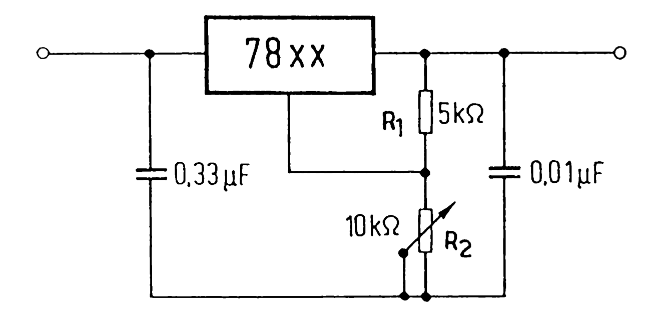
65. — Régulateur shunt ou Zener de puissance, TL 430/1.



Un transistor de puissance se trouve asservi à une diode Zener programmable. Utilisable comme protection contre les surtensions. Les valeurs entre parenthèses sont données à titre d'exemple. [Documentations TL 430/1 (*Texas Instruments, Fairchild) — Le Haut-Parleur,* Paris, N° 1642, p. 268 à 271.]

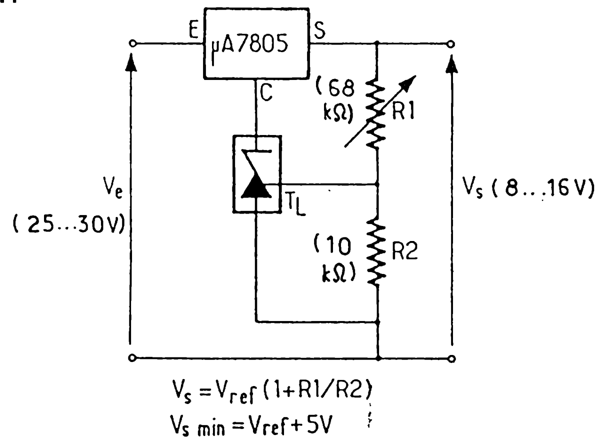
Régulation linéaire à circuits intégrés

66. — Tension ajustable avec régulateur trois broches.



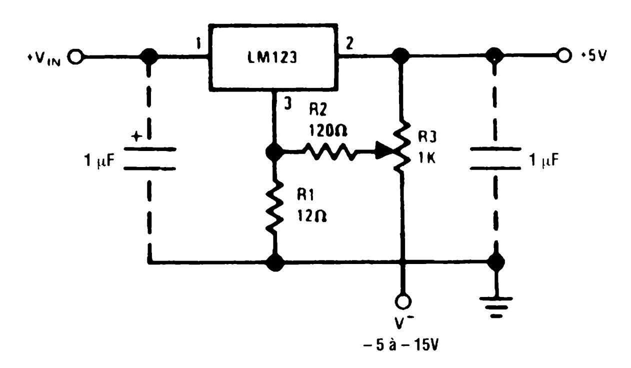
La tension de sortie est $V_{ref} \times [1 + (R_1/R_2)]$. Egalement utilisable pour LM 117, LM 317, à condition de prendre $R_1 = 240\ \Omega$. On peut réduire l'ondulation en plaçant 10 µF aux bornes de R_2. [Linear Databook 1, *National Semiconductor,* 1987, p. 1-66.]

67. — Régulateur commandé par Zener programmable, TL 430/1.



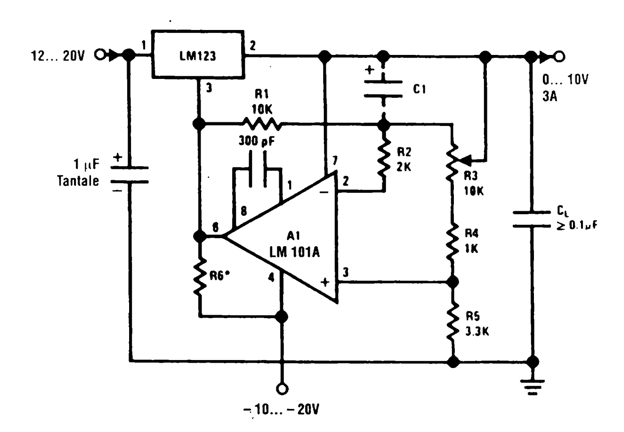
Les deux circuits fonctionnent en cascade, avec asservissement à la tension de sortie. Les valeurs entre parenthèses sont données à titre d'exemple. [Documentations TL 430/1 (*Texas Instruments, Fairchild) — Le Haut-Parleur,* Paris, N° 1642, p. 268 à 271.]

68. — Ajustage précis sur 5 V.



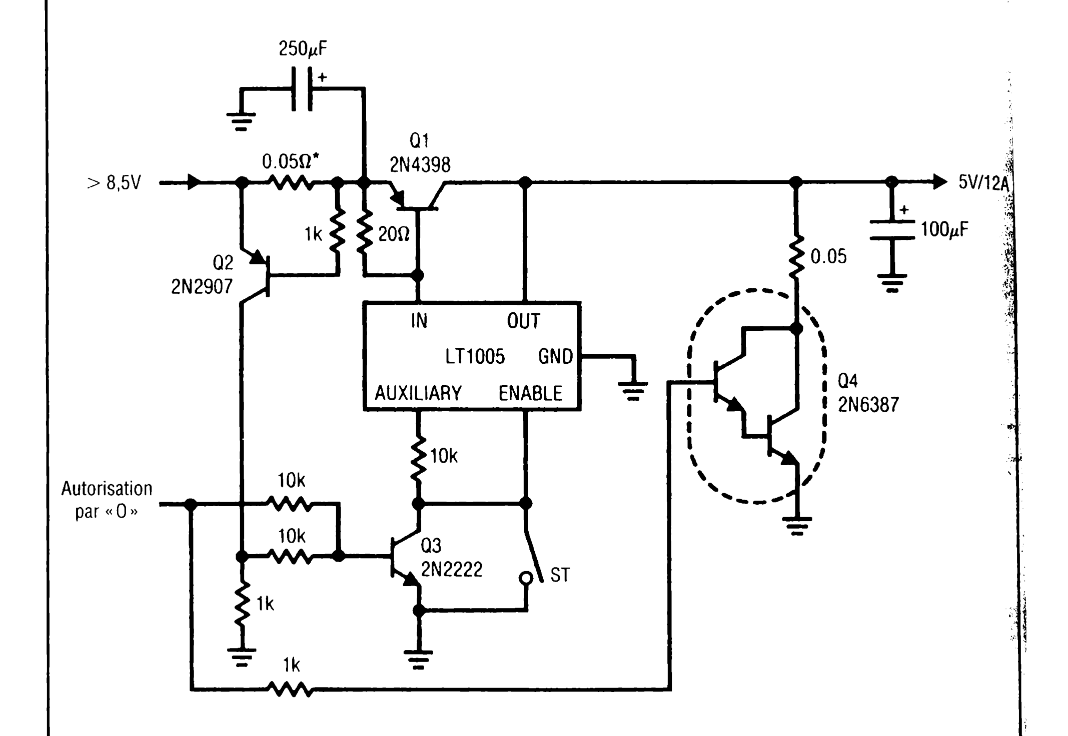
L'exemple montre un régulateur LM 123, pour 5 V, 3 A. La tension auxiliaire négative doit être régulée. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-81.]

69. — Régulateur ajustable 0... 10 V, 3 A, LM 123.



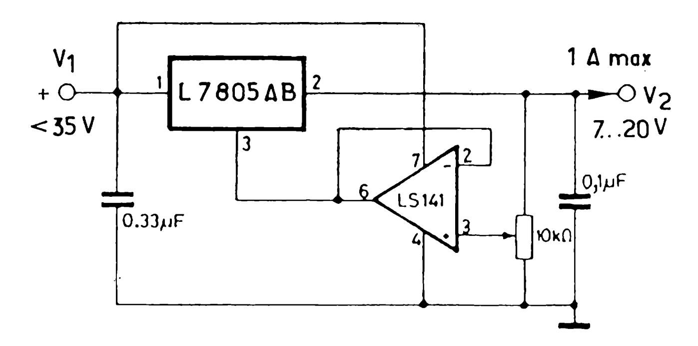
La tension auxiliaire négative n'a pas besoin d'être stabilisée. On obtient la valeur de R_6 en divisant cette tension par 12 mA. C_1 (2 µF) réduit l'ondulation résiduelle. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-80.]

70. — Régulateur 5 V, 12 A avec LT 1005.



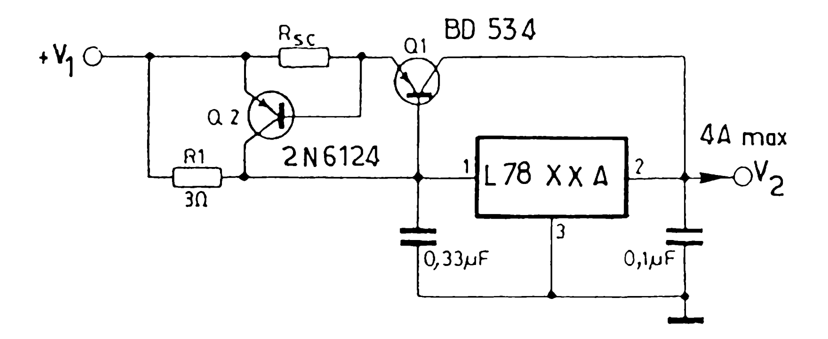
Q_1 est le transistor ballast, à monter sur radiateur. Q_2 limite l'intensité, en agissant, via Q_3, sur l'entrée d'autorisation du LT 1005 dont la sortie auxiliaire alimente Q_3. Q_4, facultatif, permet la décharge rapide du condensateur de sortie lors de la fin du signal d'autorisation. [Note d'application AN 2, *Linear Technology.*]

71. — Tension ajustable avec régulateurs L 78XX.



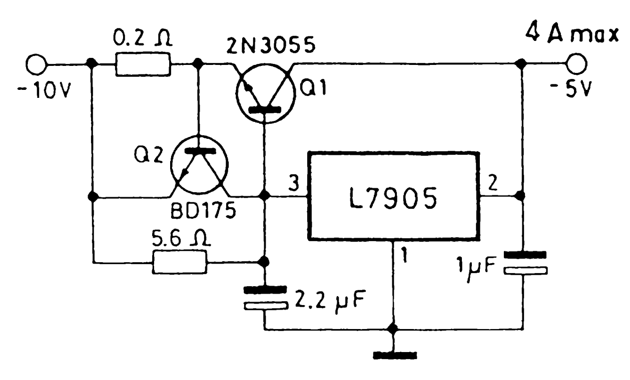
Les régulateurs L 78XX A sont fournis en boîtiers TO 3 ou TO 220, pour des tensions de 5, 6, 8, 12, 15, 18 et 24 V. Leur intensité maximale de sortie est de 1 A. La différence $V_1 - V_2$ doit être au moins de 2 V. Dans l'application ci-dessus, la valeur minimale de la tension de sortie doit dépasser de 2 V la tension de référence. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 305.]

72. — Ballast PNP pour L 78XX A.



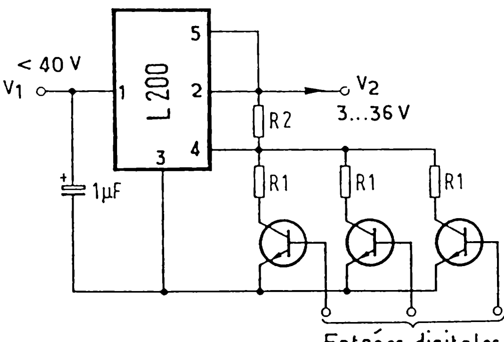
Pour tous les types de la série (5 à 24 V), l'adjonction d'un BD 543 permet d'atteindre une intensité maximale de 4 A. La protection contre le court-circuit est effectuée par R_{SC} et Q_2. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 305.]

73. — Régulateur négatif 5 V, 4 A, avec L 7905.



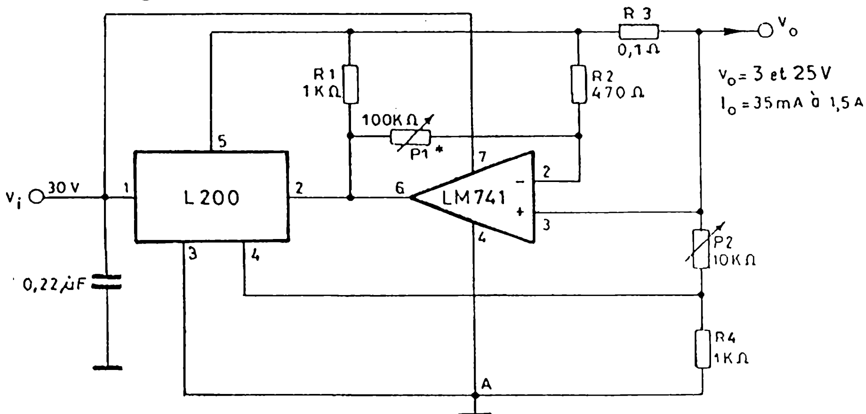
Le régulateur fixe L 79XX S se fabrique pour 5, 5,2, 8, 12, 15, 18, 20, 22 et 24 V, 1,5 A.. Sa tension d'entrée doit être d'au moins 3 V supérieure à la tension de sortie. Variation : <2 % pour I_o passant de 5 mA à 1,5 A ou dans toute la plage des tensions d'entrée (maximum 35 V). L'adjonction de Q_1 permet d'obtenir 4 A et Q_2 assure une limitation d'intensité. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 346.]

74. — Commade digitale de la tension de sortie, L 200.



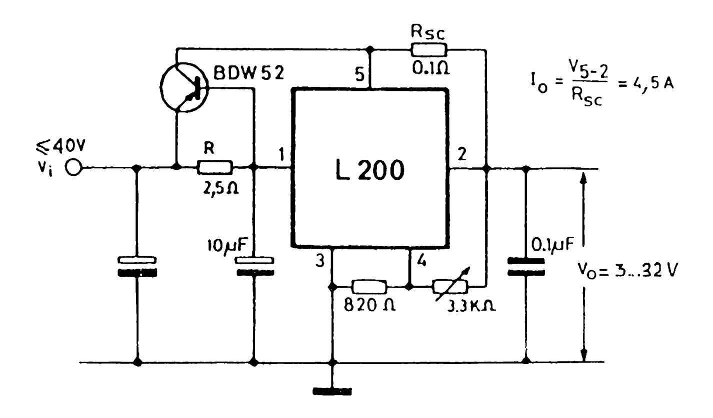
Les entrées digitales peuvent être actionnées séparément ou simultanément. Au V_{CEsat} des transistors près, la tension de sortie sera $V_2 = V_{ref}(1 + R_2/R_1)$, $R_1 < 1{,}6\ k\Omega$, $V_{ref} = 2{,}77$ V (dispersion 2,64 à 2,86 V). L'intensité maximale est de 2 A, sauf limitation interne par dissipation. Les variations de V_1 sont atténuées à 1/1000, l'impédance de sortie est de 2,5 mΩ. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 95 à 103.]

75. — Régulateur tension/courant, 25 V, 1,5 A, LM 200.



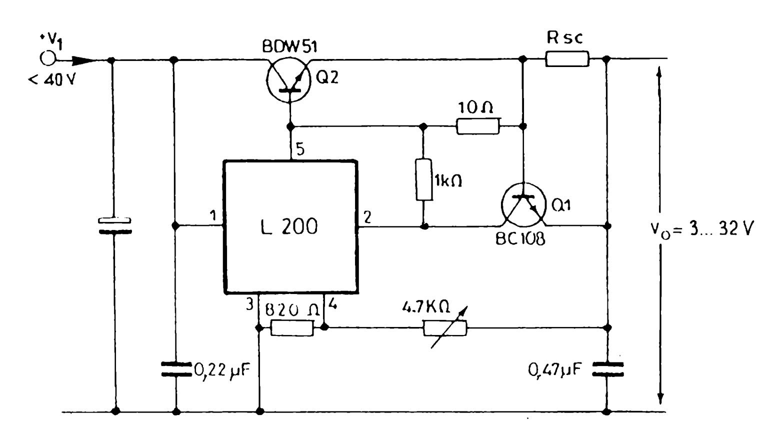
L'ajustage d'intensité (P_1) peut servir pour une limitation de l'intensité de sortie. Il permet également d'utiliser le montage comme source à courant constant, avec limitation, par P_2, de la tension maximale aux bornes de la charge. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 95 à 103.]

76. — Adjonction d'un PNP de puissance à un L 200.



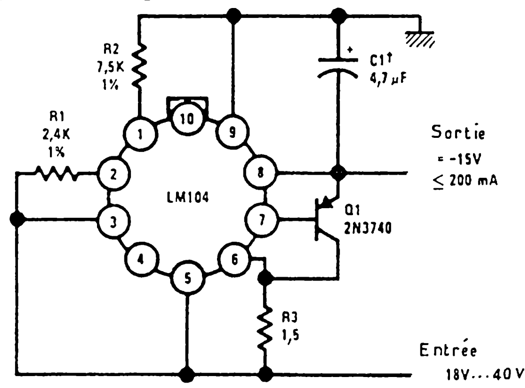
La protection par limitation de courant agit dès que la chute de tension aux bornes de R_{SC} atteint 450 mV (dispersion 380 à 520 mV) [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 95 à 103.]

77. — Ballast NPN pour LM 200.



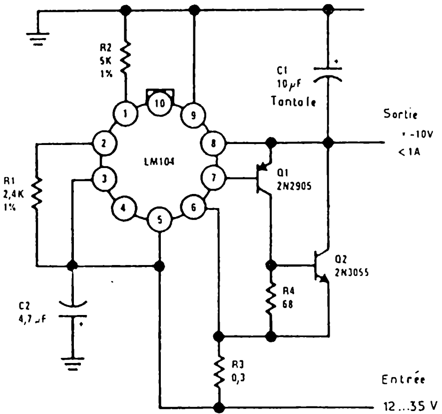
Lorsqu'on complète le L 200 par un ballast NPN, la limitation de courant demande un transistor supplémentaire, T_1. Elle agit pour une chute de 0,7 V sur R_{SC}, soit $R_{SC} = 0{,}14\ \Omega$ pour $I_{max} = 5$ A. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 95 à 103.]

78. — Régulateur négatif LM 104.



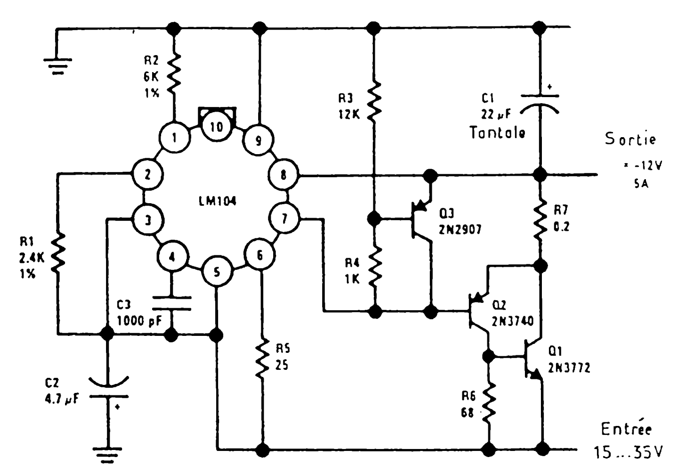
Un transistor auxiliaire permet d'augmenter l'intensité de sortie de 25 mA (LM 104 seul) à 200 mA. La tension de sortie s'établit à 2 V par kiloohm de R_2. Le seuil de protection de surcharge (R_3) est de 0,3 V. La stabilité est meilleure que 0,05 % en fonction de la charge, et de 0,2 % pour une variation de 20 % de la tension d'entrée. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 32 à 40.]

79. — Régulateur négatif 10 V, LM 104.



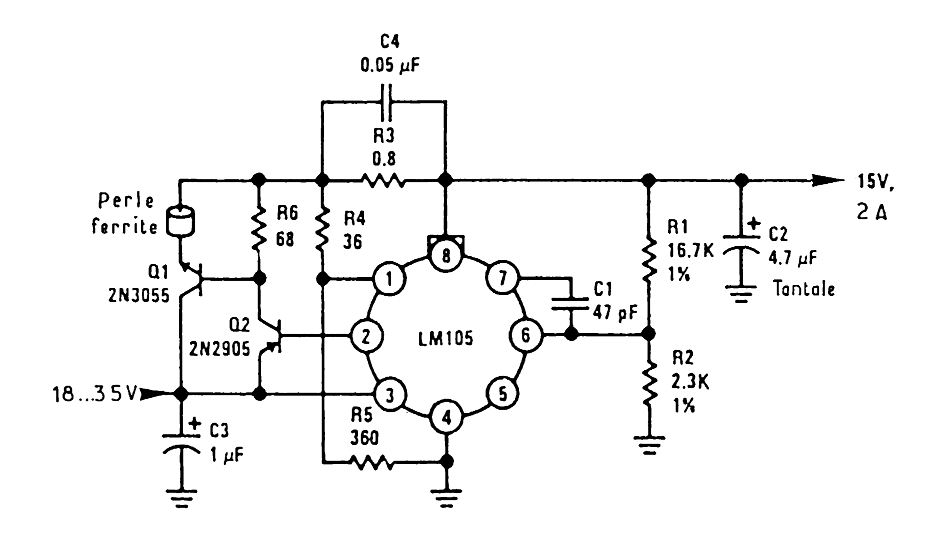
L'adjonction d'un PNP et d'un NPN permettent d'obtenir une intensité maximale de sortie de 1 A. La tension de sortie s'établit à 2 V par kiloohm de R_2. Le seuil de protection de surcharge (R_3) est de 0,3 V. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor,* 1986, p. 32 à 40.]

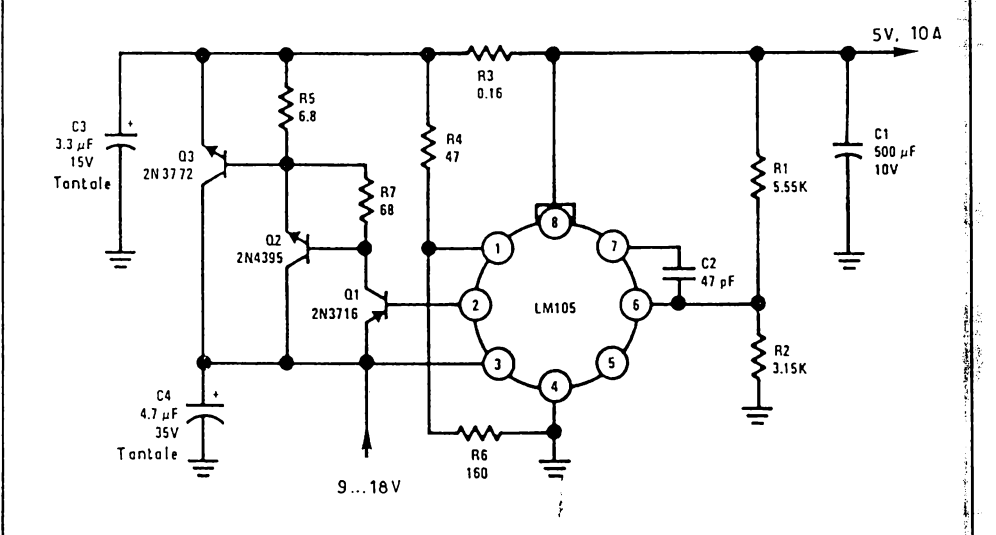
80. — Régulateur négatif 12 V, 5 A, LM 104.



Limitation d'intensité à délestage : Lorsque la chute de tension sur R_7 égale celle sur R_4, Q_3 conduit et dérive l'intensité de base de Q_2. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor,* 1986, p. 32 à 40.]

81 et 82. — Limitation à délestage 2 et 10 A, LM 105.

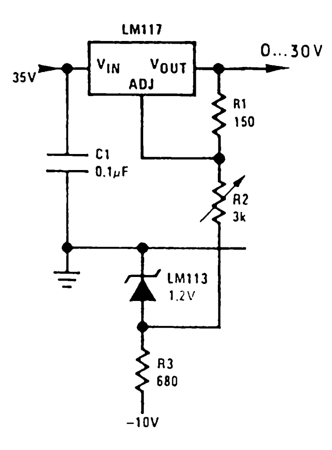




Le seuil de limitation est déterminé par R_3. La chute aux bornes de R_3 agit sur la broche 1 du régulateur. L'intensité en court-circuit est voisine de 25 % de l'intensité nominale de sortie. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 45.]

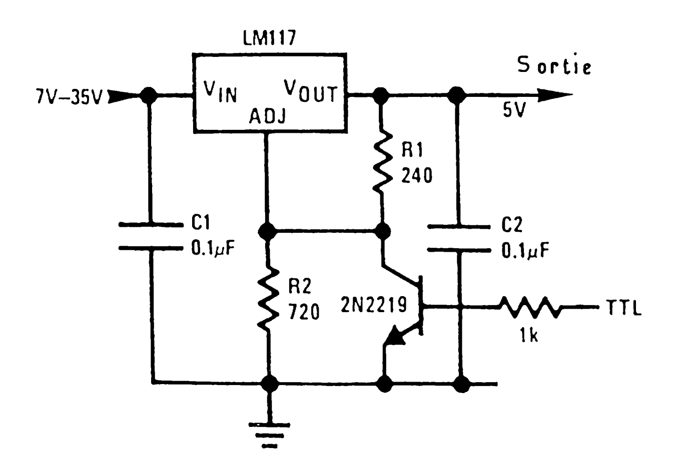


83. — Source ajustable entre 0 et 30 V, LM 117.



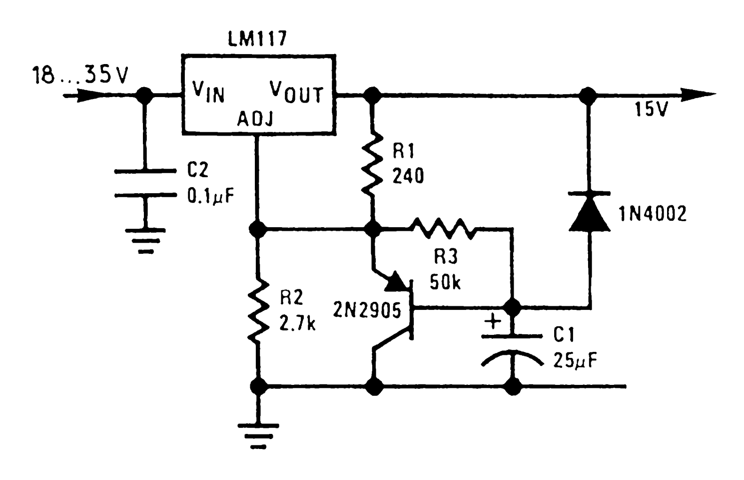
L'intensité nominale du LM 117, 1,5 A, peut ne pas être disponible aux fortes tensions du fait de la chute interne du régulateur. Aux faibles valeurs de cette tension, la protection thermique peut provoquer une limitation de courant. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-56.]

84. — Commande par signal TTL d'un LM 117.



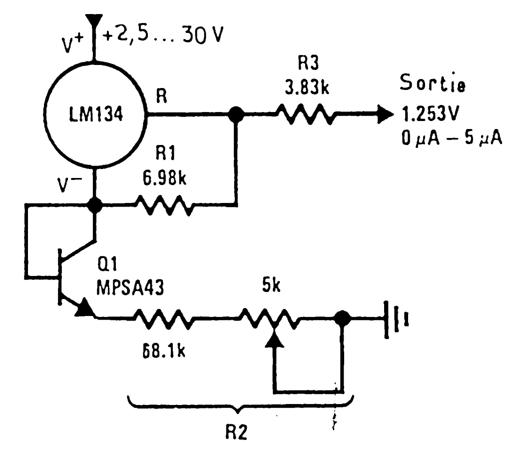
Appliqué sur l'entrée "TTL", un signal de niveau TTL permet de réduire à 1,2 V la tension de sortie de cette alimentation 5 V, 1,5 A. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-55.]

85. — Mise en marche temporisée d'un LM 117.



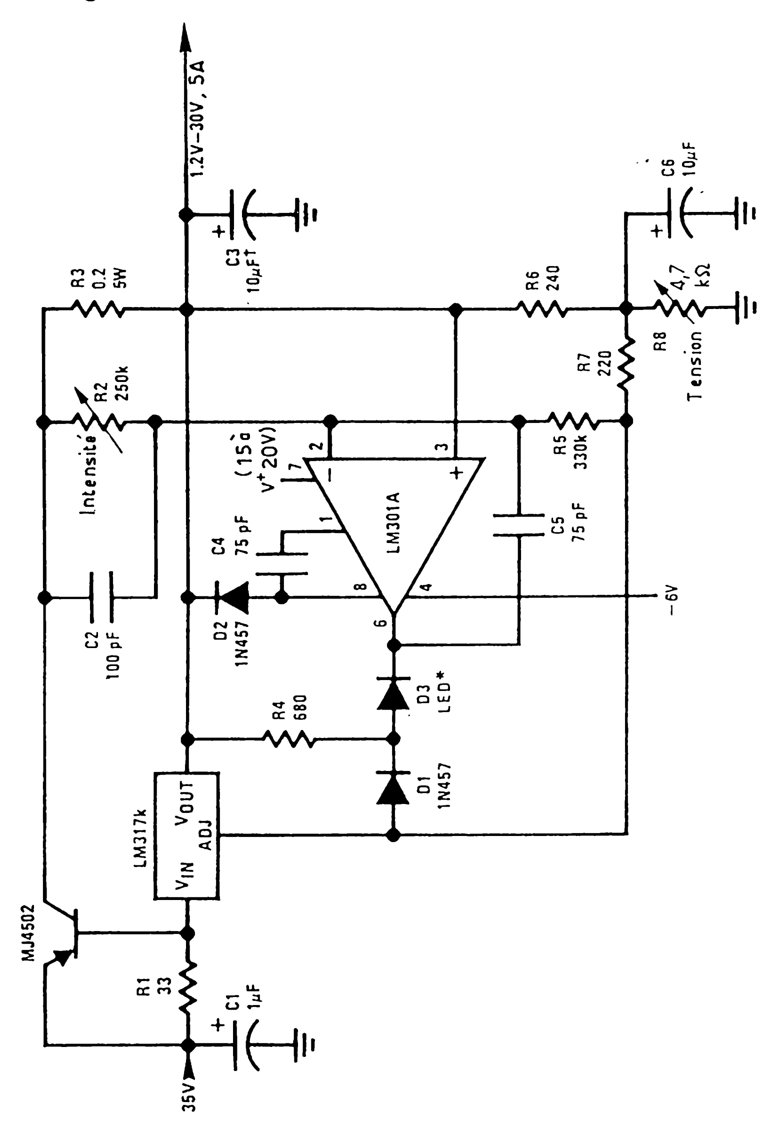
La constante de temps C_1-R_3 conditionne une mise en route progressive de ce régulateur 15 V, 1,5 A. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-55.]

86. — Faible consommation, 1,25 V, 5 µA, LM 134.



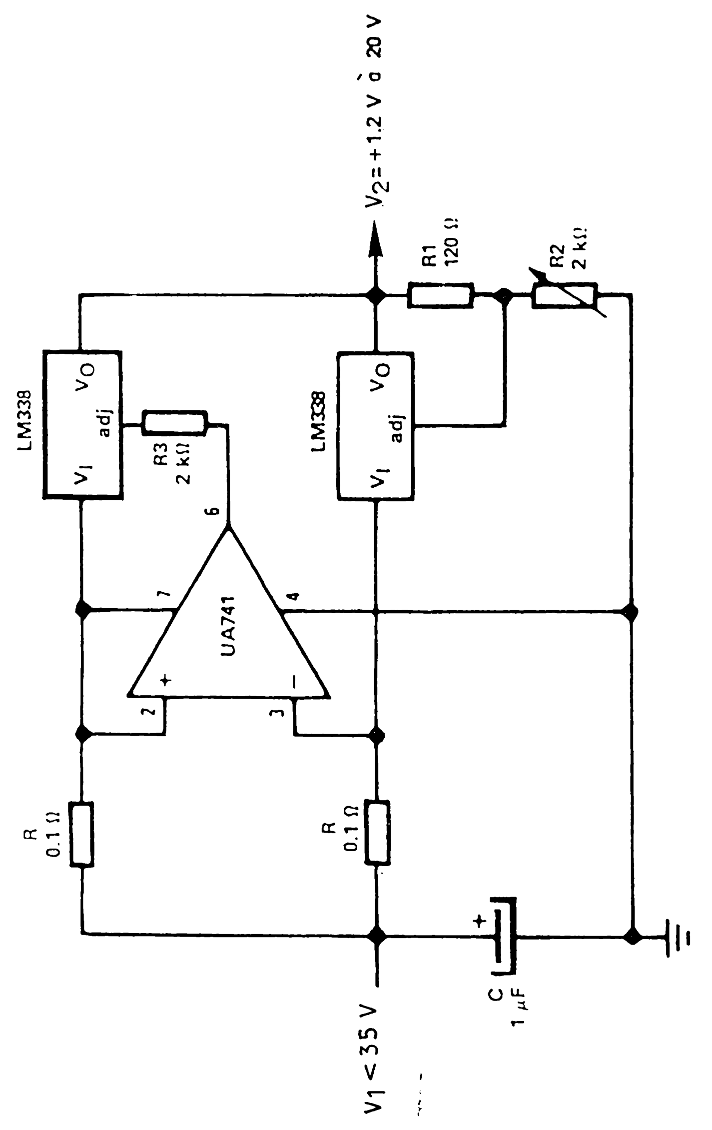
La consommation propre est voisine de 10 µA. Le coefficient négatif de température du LM 134 se trouve compensé par la diode Q_{12}. En ajustant R_2 sur une tension de sortie de 1,253 V, on obtient le minimum de dérive thermique. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 1156 et 1157.]

87. — Régulateur tension/courant, 30 V, 5 A, LM 317.



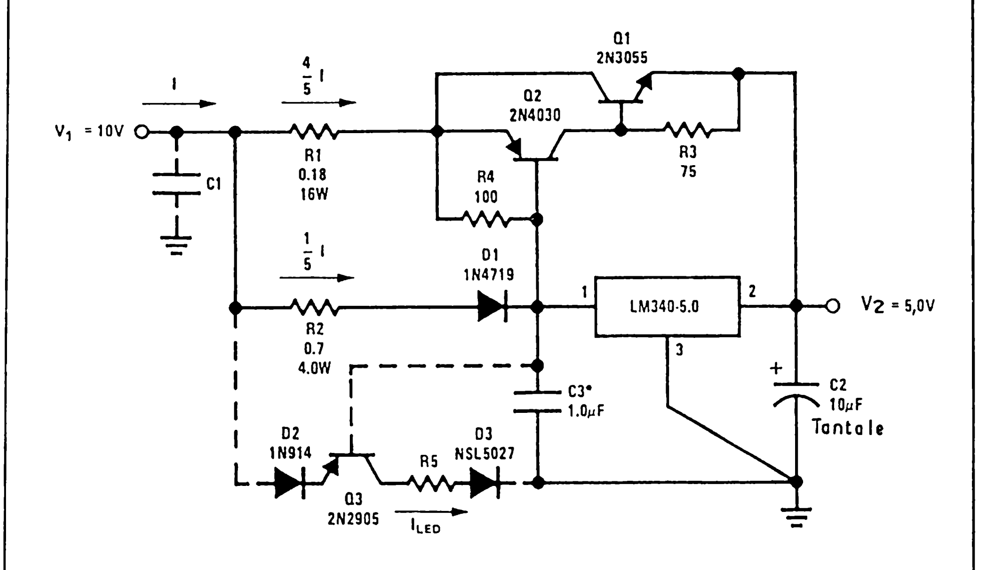
L'ajustage d'intensité (R_2) peut servir pour une limitation de l'intensité de sortie. Il permet également d'utiliser le montage comme source à courant constant avec limitation, par R_8, de la tension maximale aux bornes de la charge. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-56.]

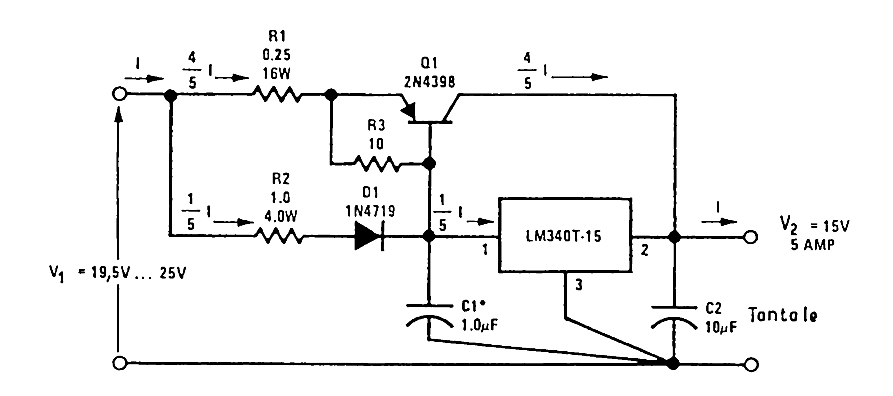
88. — Mise en parallèle de deux régulateurs de 5 A, LM 338.



Comparant les chutes sur les deux résistance R, l'amplificateur opérationnel égalise les intensités dans les deux régulateurs. Charge minimale : 0,1 A. V_1 : minimum 10 V, au-delà de $V_2 = 7$ V : $V_2 - V_1 > 3{,}5$ V [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 597 à 606.]

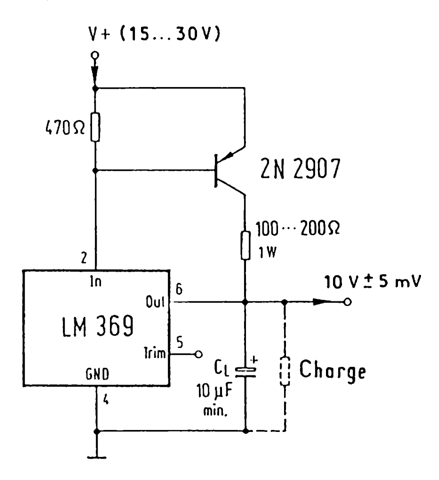
89 et 90. — Régulateurs 5 et 15 V, 5 A, LM 340.





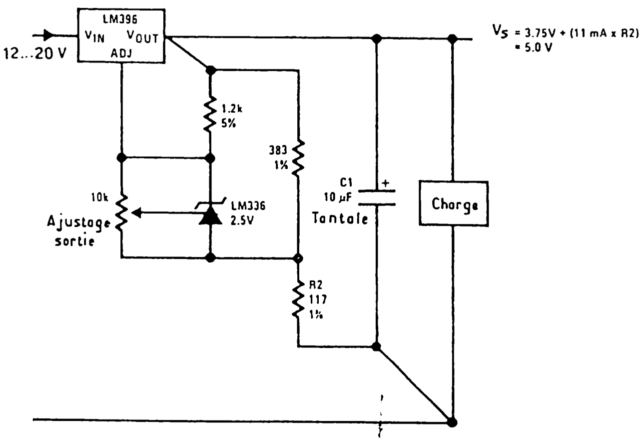
La distribution des intensités, indiquée dans le dessin, permet de protéger le circuit par limitation d'intensité, pourvu que le radiateur de Q_1 présente un capacité thermique au moins cinq fois plus élevé que celui du régulateur. L'état de limitation peut être indiqué par une LED (D_3), commandée par Q_3 Prendre $R_5 \approx (V_1 - 2{,}7)/I_{LED}$. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 346.]

91. — Source 10 V de haute stabilité.



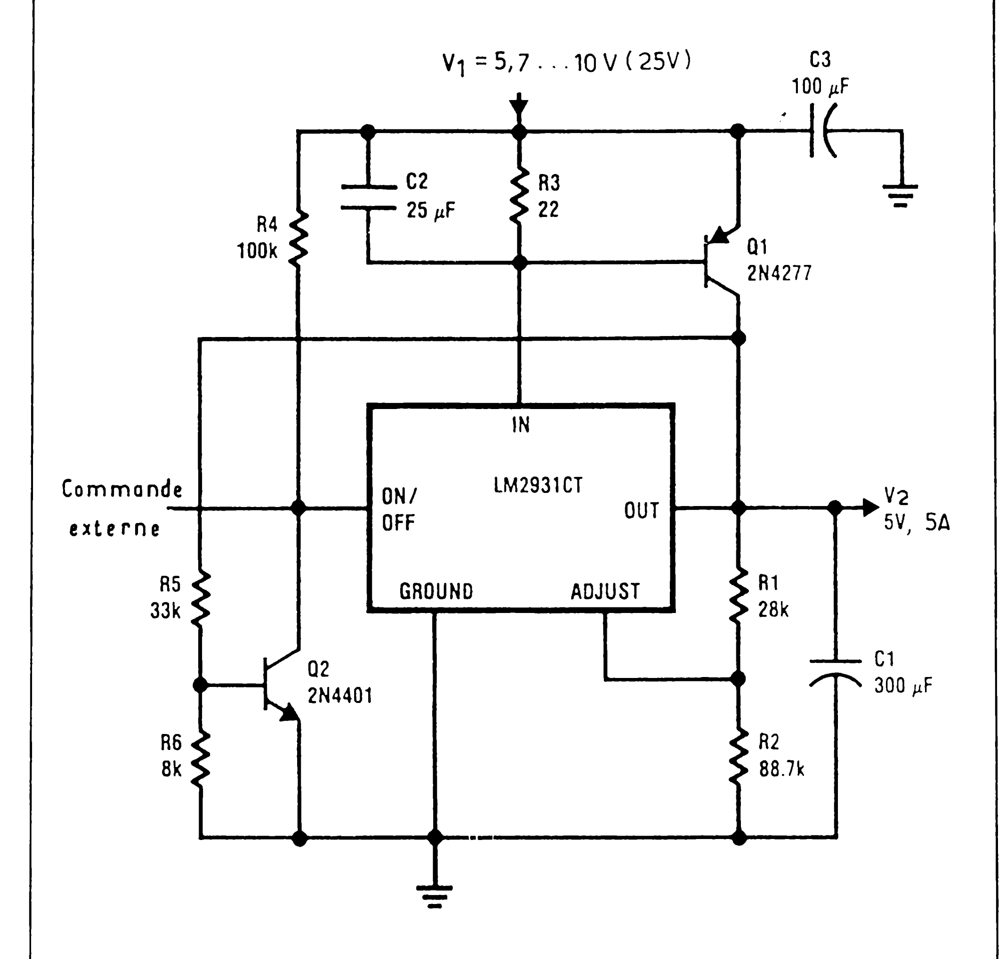
Entre 0 et 70 °C, la dérive est inférieure à 5 mV. L'intensité maximale de sortie est de 25 mA avec un 2 N 2907. [Linear Databook 2, *National Semiconductor*, 1987. — *ELO Praxis*, Munich, N° 5/89, p. 9.]

92. — Stabilité améliorée pour LM 396 à 5 V, 10 A.



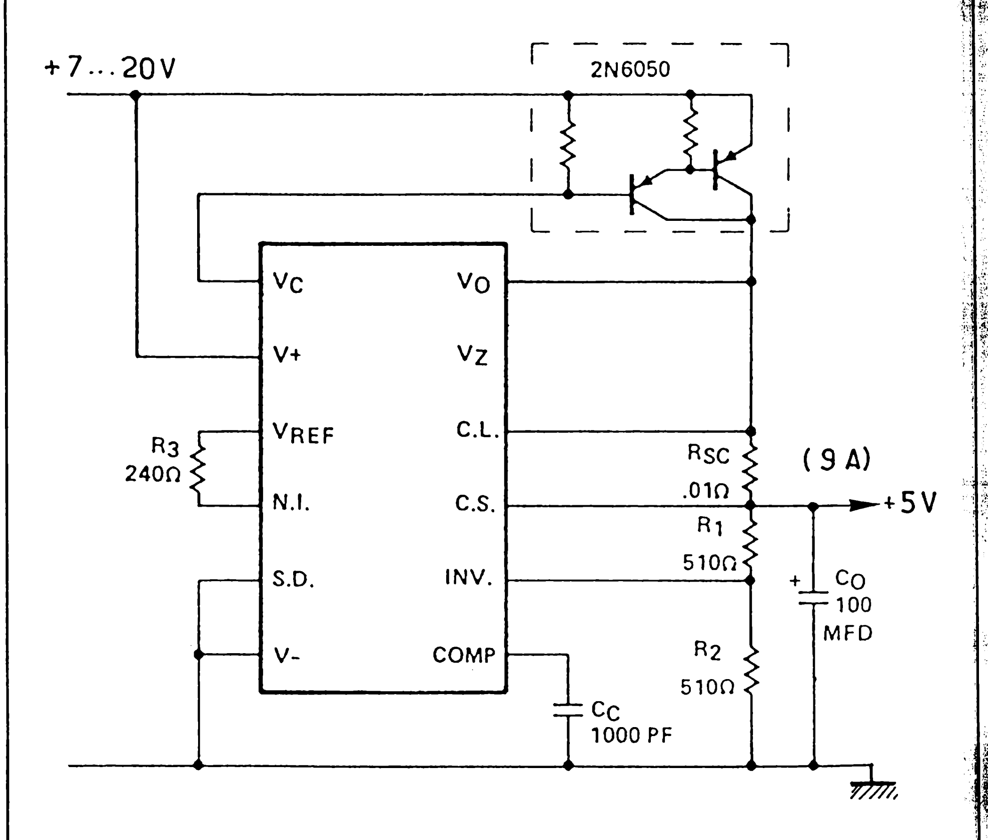
L'adjonction de la diode de référence LM 336 augmente la tension de référence du LM 396 à 3,75 V. La stabilité (y compris effets thermiques) s'en trouve améliorée avec un facteur de 3, par rapport au montage standard des régulateurs trois broches. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-159.]

93. — Régulateur 5 V, 5 A à faible chute, LM 2931.



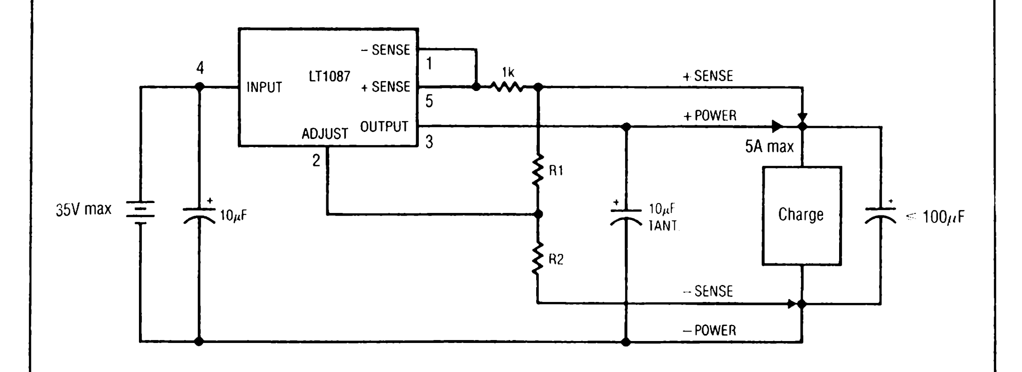
L'utilisation d'un transistor au germanium, 2 N 4277, limite le minimum $V_1 - V_2$ à 0,7 V sous 5 A ou à 1,3 V sous 10 A. Modifiant R_2, on peut obtenir des tensions de sortie entre 3 et 24 V. En cas de court-circuit de la sortie, Q_2 cesse de conduire et coupe le régulateur. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor,* 1986, p. 1081.]

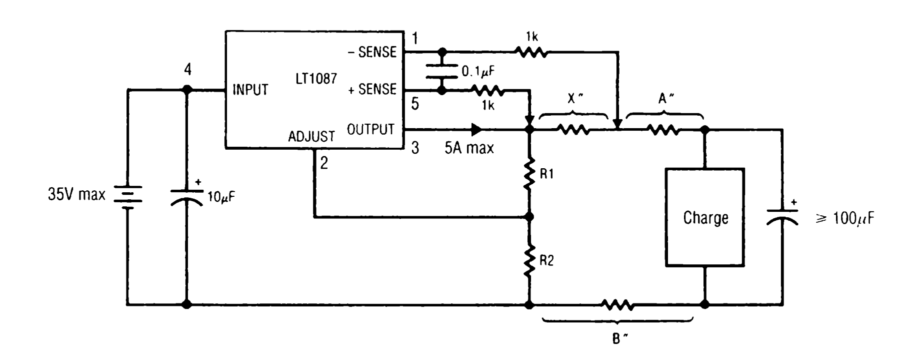
94. — Régulateur 5 V, 9 A, SG 1532.



Jusqu'à 5 A, il suffit d'une différence de 2 V entre les tensions d'entrée et de sortie. Une variation de 7 à 20 V à l'entrée se traduit par un écart de 10 mV à la sortie. Cet écart est de 25 mV lorsque le courant de sortie évolue entre 0 et 5 A. [Product Catalog, *Silicon General*, 1984/85, p. 54 à 57.]

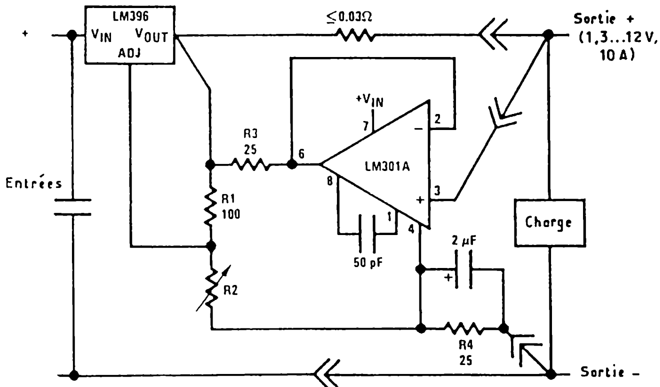
95 et 96. — Compensation de la chute sur les connexions, LT 1087.





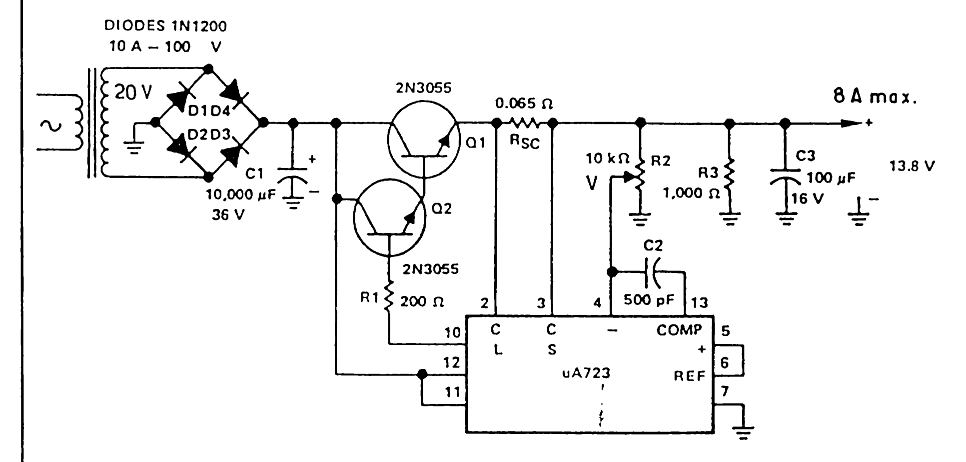
Pour les deux schémas, la tension de sortie est 1,25 $(1 + R_2/R_1)$, avec R_1 = 100... 120 Ω. La tension d'entrée peut s'approcher jusqu'à 1 V de la tension de sortie. Le schéma 95 permet la compensation la plus précise, mais nécessite 4 fils vers la charge. Une simulation est possible avec le schéma 96, par adjonction d'une connexion de longueur $X' = (A' + B')/[11 \times (1 + R_2/R_1)]$. Si R_1 = 120 Ω et R_2 = 360 Ω et si la distance vers la charge est de 5 m, on a A' + B' = 10 m, soit X' = 10/44 = 23 cm. [Documentation *Linear Technology*.]

97. — Compensation de la chute sur les connexions, LM 396.



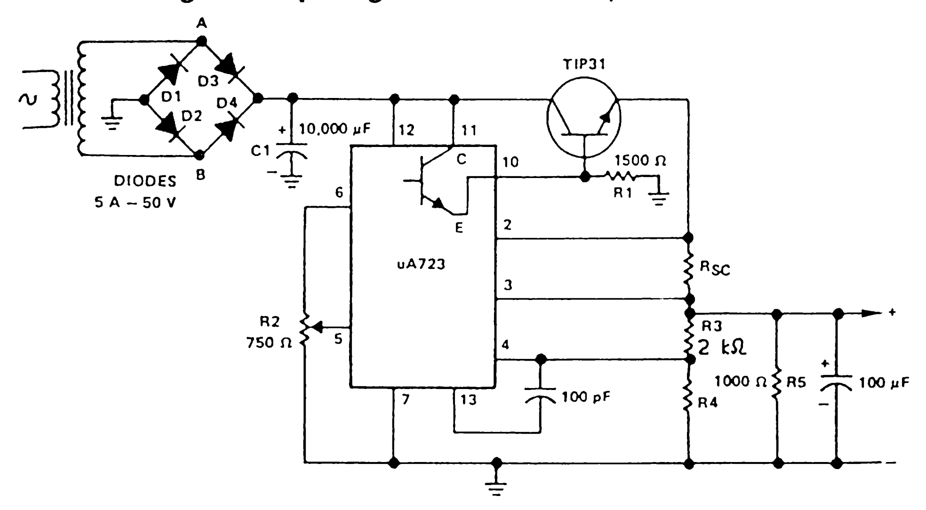
La comparaison de la tension de sortie est effectuée aux bornes de la charge. La résistance de 0,03 Ω représente celle des connexions. Tant que la différence entre les tensions d'entrée et de sortie n'excède pas 7 V, le régulateur peut dissiper 70 W. La tension d'entrée (maximum 20 V) doit être d'au moins 3 V supérieure à celle de sortie dont la valeur minimale est de 1,25 V. [Linear Databook 1, *National Semiconductor,* 1987, p. 1-161.]

98. — Régulateur protégé 13,8 V, 8 A, µA 723.



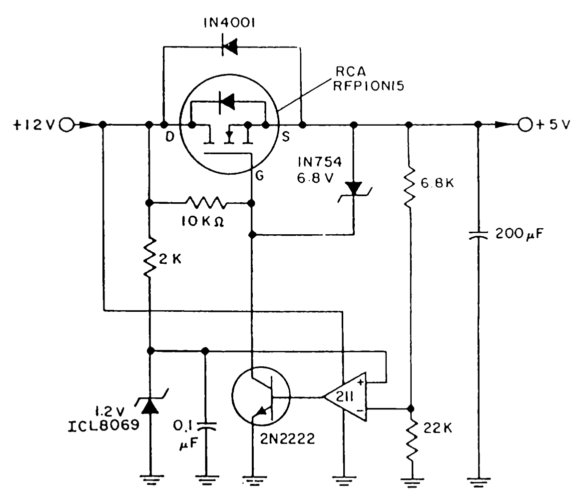
Avec R_2, on peut ajuster la tension de sortie entre 7,5 et 15 V environ. La valeur de R_{SC} (65 mΩ) correspond à un seuil de limitation de 10 A. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments,* 1986, p. 5-71.]

99. — Régulateur protégé 1 à 35 V, 1 A, µA 723.



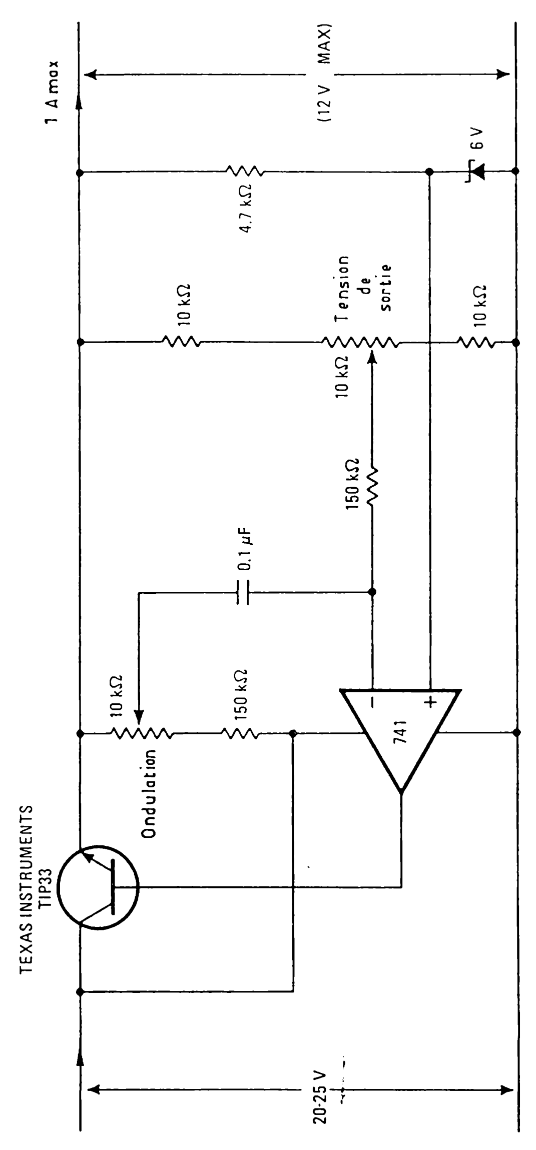
Entre 1 et 14 V en sortie, prendre $R_4 = 2$ kΩ, au-delà $R_4 = 470$ Ω. Le seuil de limitation est donné par $I_{lim} = 0{,}65/R_{SC}$. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 5-69.]

100. — Régulateur 5 V pour applications automobile.



L'intensité de sortie peut atteindre au moins 5 A, car le transistor MOS prévu dissipe 60 W. [Power MOSFET Circuit Ideas, *GE-RCA*, Cahier MDI-470, p. 30.]

101. — Compensation de l'ondulation résiduelle.

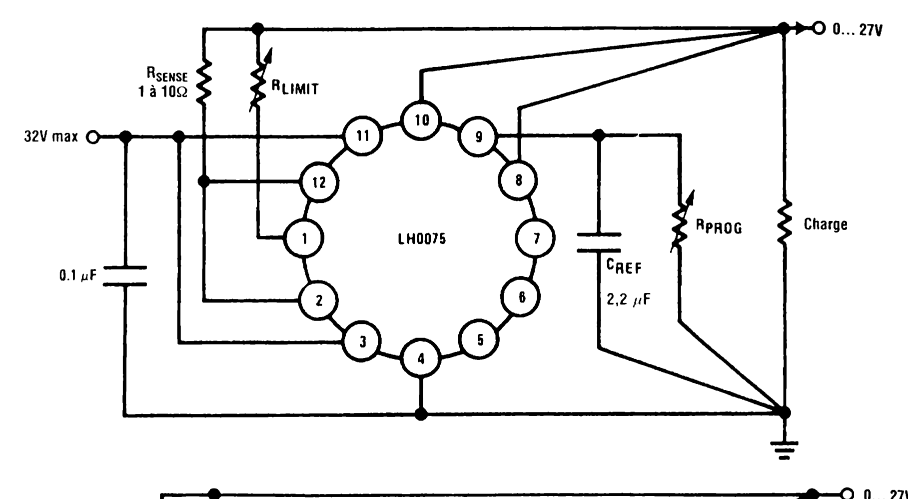


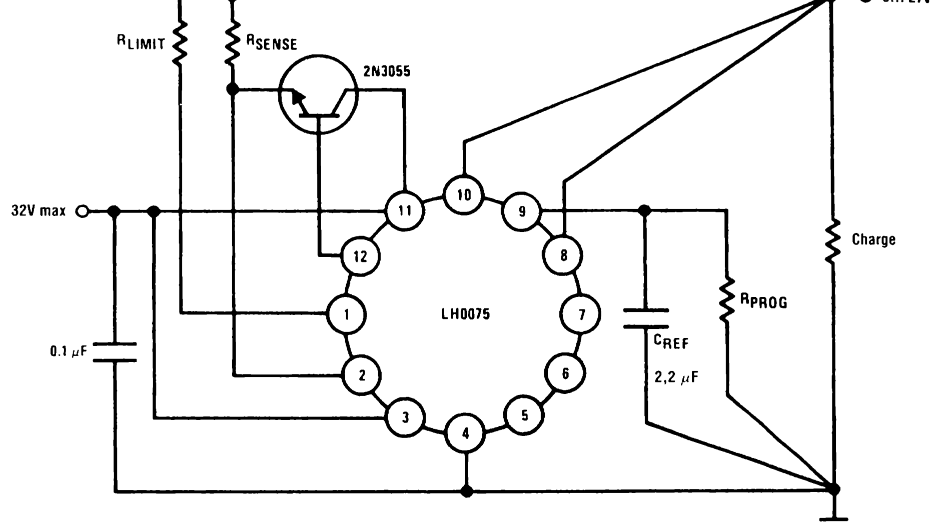
Le curseur du potentiomètre "Ondulation" reçoit une fraction de la tension d'entrée (en provenance du collecteur TIP 33). Il peut ainsi y avoir élimination par opposition de phase. [R. Spencer, *Electronics,* New York, 8 novembre 1973.]

102. — Démarrage hiérarchisé par commande d'inhibition.

Lorsqu'on utilise une alimentation multiple, il peut être nécessaire d'introduire une séquence de mise en marche, de façon que, par exemple, la sortie 5 V soit disponible quelques millisecondes (ou secondes) avant la sortie 3,3 V. On peut procéder par des triggers inverseurs CMOS (HCF 40106 ou autres) agissant sur l'entrée d'inhibition de régulateurs de la série LE 00 AB/C. Ces régulateurs sont disponibles pour des tensions de sortie de 1,25 à 8 V, l'intensité maximale est de 100 mA et la tension de déchet de 0,2 V. * Décharge les condensateurs de temporisation après coupure. ** Déterminer ces valeurs en fonction de la séquence désirée. [CD-ROM Data on disc, *SGS-Thomson*, 1997.]

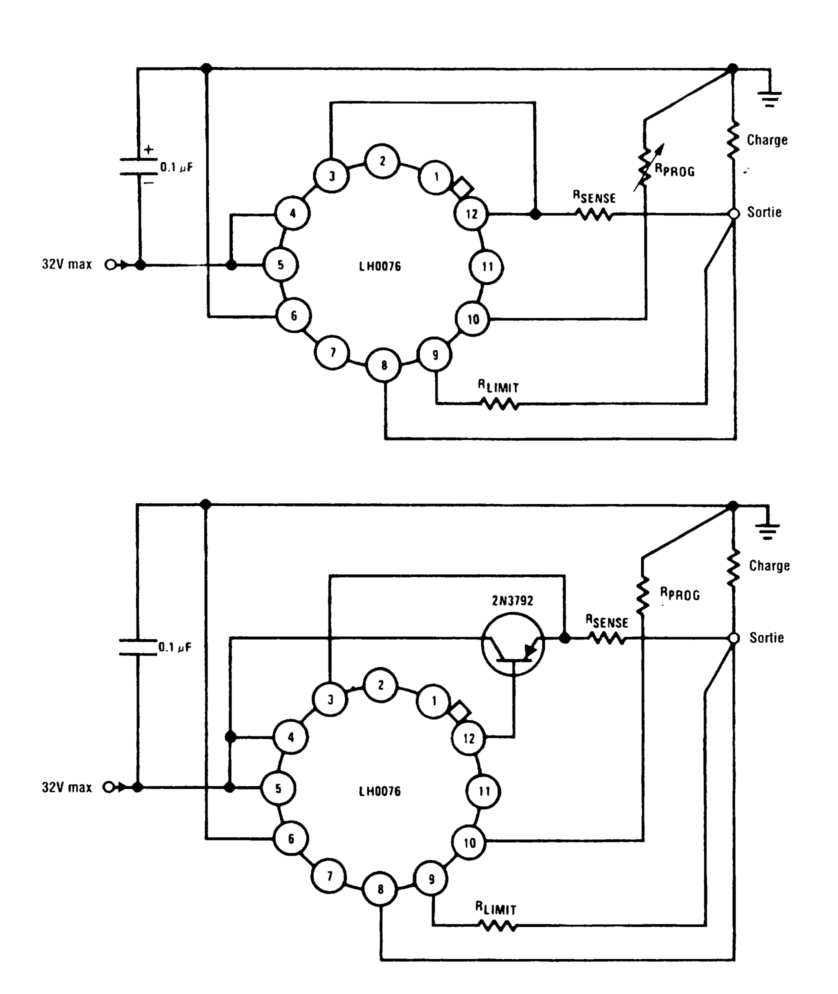
103 et 104. — Tension de sortie ajustable entre 0 et 27 V.





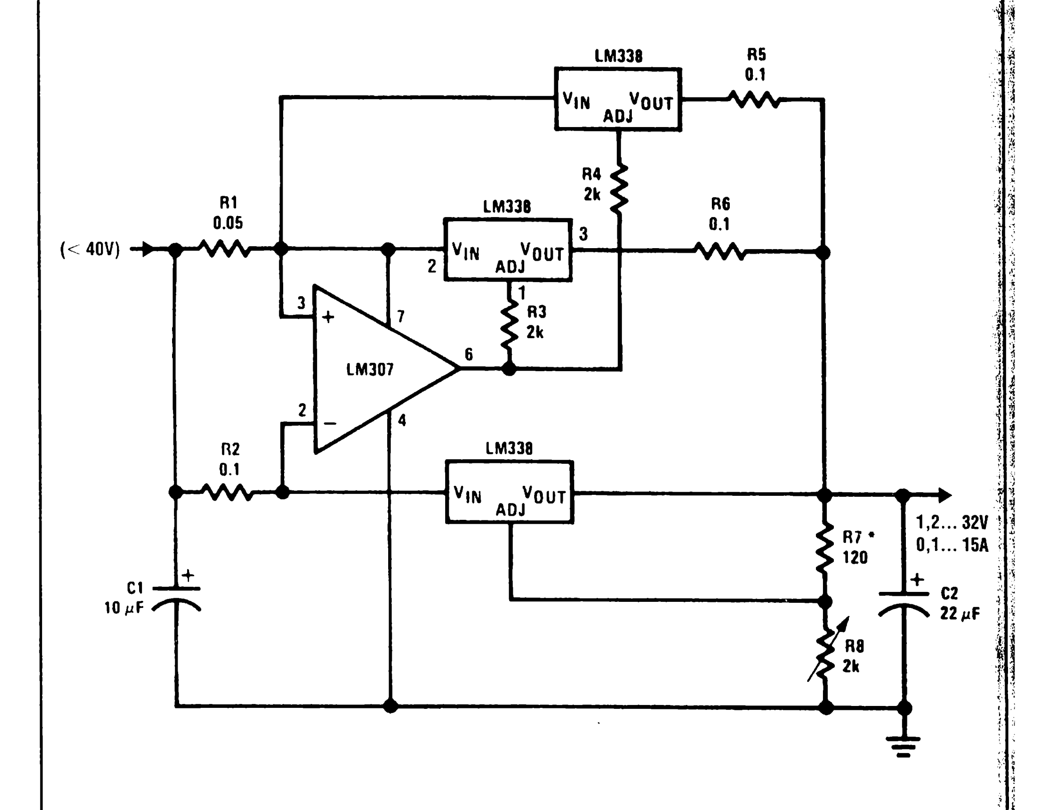
Le schéma 103 est celui du circuit de base (intensité maximale de sortie 200 mA). L'adjonction d'un NPN permet d'obtenir 2 A dans le schéma 104. Dans les deux cas, R_{PROG} doit faire 1 kΩ par volt en sortie. L'intensité de sortie à la limitation est définie par 100 μA × (R_{LIMIT}/R_{SENSE} + 1). Prendre R_{SENSE} entre 1 et 10 Ω. C_{REF} réduit l'ondulation et améliore la réponse aux transitoires. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-11.]

105 et 106. — Tension de sortie ajustable entre 0 et –27 V.



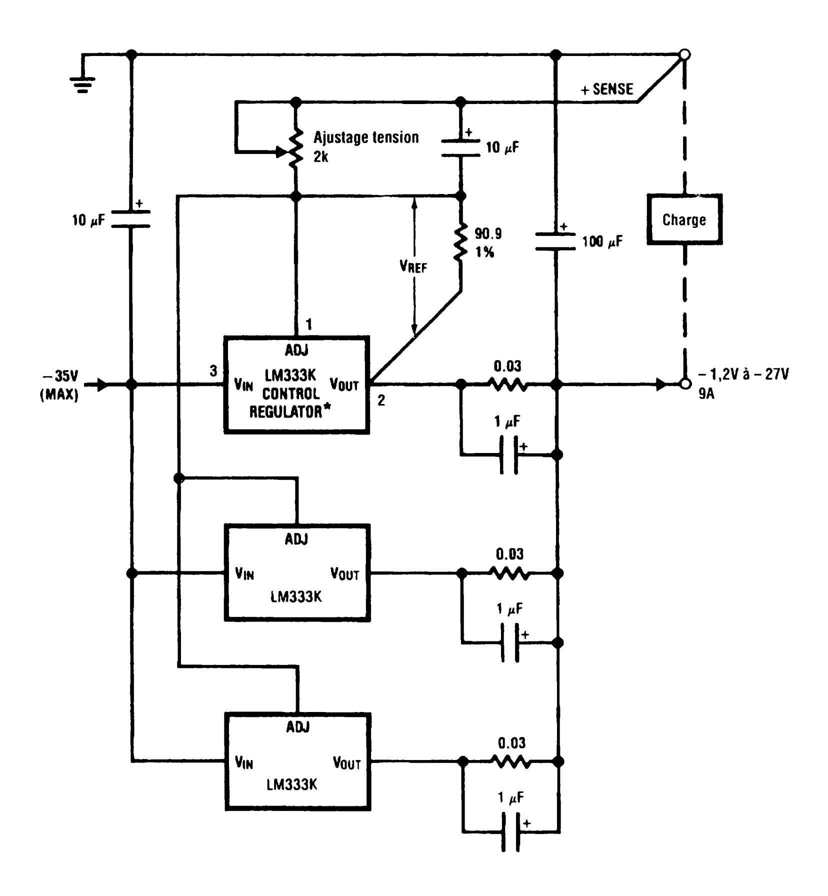
Le schéma 105 est celui du circuit de base (intensité maximale de sortie 200 mA). L'adjonction d'un PNP permet d'obtenir 2 A dans le schéma 106. Dans les deux cas, R_{PROG} doit faire 1 kΩ par volt en sortie. L'intensité de sortie à la limitation est définie par 100 µA × (R_{LIMIT}/R_{SENSE} + 1). Prendre R_{SENSE} entre 1 et 10 Ω. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-16.]

107. — Mise en parallèle de trois régulateurs de 5 A, LM 338.



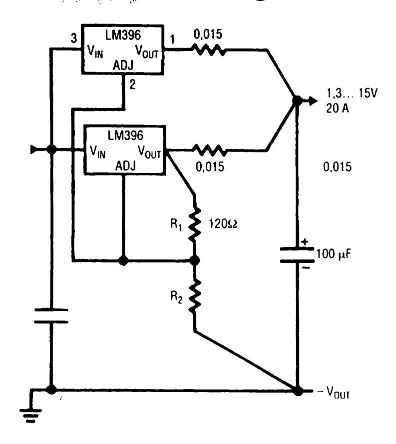
Comparant les chutes sur R_1 et R_2, l'amplificateur opérationnel s'efforce à égaliser les intensités dans les trois régulateurs. Charge minimale : 100 mA. Tension minimale d'entrée : 10 V. La chute interne ne doit pas devenir inférieure à 3,5 V. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-117.]

108. — Trois LM 333 pour –1,2 à –27 V, 9 A.



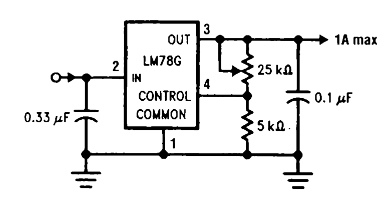
L'intensité maximale de sortie peut ne pas être disponible lors de fortes différences entre les tensions d'entrée et de sortie.
* Le régulateur de commande doit présenter la tension de référence la plus élevée. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-95.]

109. — Mise en parallèle de deux régulateurs de 10 A.



La tension de sortie est donnée par 1,25 × [(R_1 + R_2)/R_1)] La différence entre les tensions d'entrée et de sortie doit être supérieure à 2,5 V, sans dépasser 20 V. Les résistances de 0,015 Ω peuvent être réalisées en fil de cuivre. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-158.]

110 et 111. — Régulateurs ajustables 5... 30 V, 1 A et 4 A.



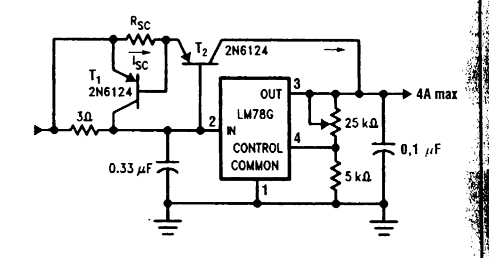
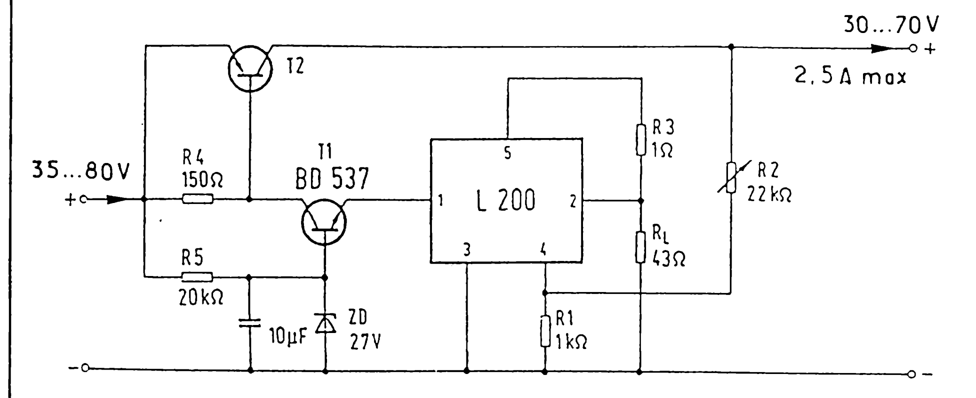


Schéma 110 : Utilisable pour des tensions d'entrée de 7,5 à 40 V et au moins de 2 V supérieures à la tension de sortie. Schéma 111 : R_{SC} (limitation d'intensité) se calcule en divisant U_{BE} de T_1 par l'intensité de limitation. Pour tensions négatives : **LM 79 G.** Sa tension de référence interne est de 2,55 V, les broches 2 et 4 se trouvent interverties. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-292.]

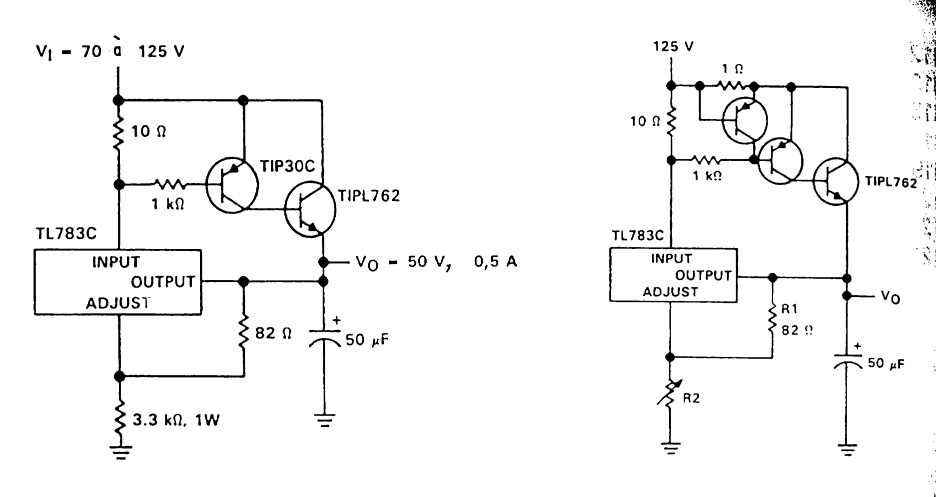
Régulateurs linéaires de plus de 40 V

112. — Circuit de puissance commandé par L 200.



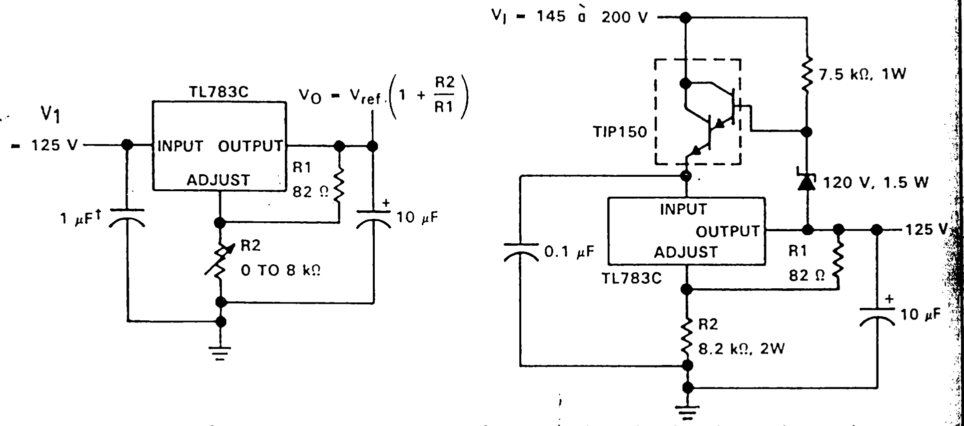
Le régulateur L 200 constitue, pour T_1, une résistance d'émetteur asservie, par R_1/R_2, sur la tension de sortie. R_3 limite l'intensité d'émetteur à 450 mA. Le fonctionnement est subordonné à une intensité minimale dans R_L, ainsi qu'à des valeurs de R_3 et R_L permettant une tension suffisante à l'entrée du régulateur. [Notice d'application *SGS — ELO*, Munich, N° 8/80, p. 64]

113 et 114. — Ballast complémentaire pour TL 783 C.



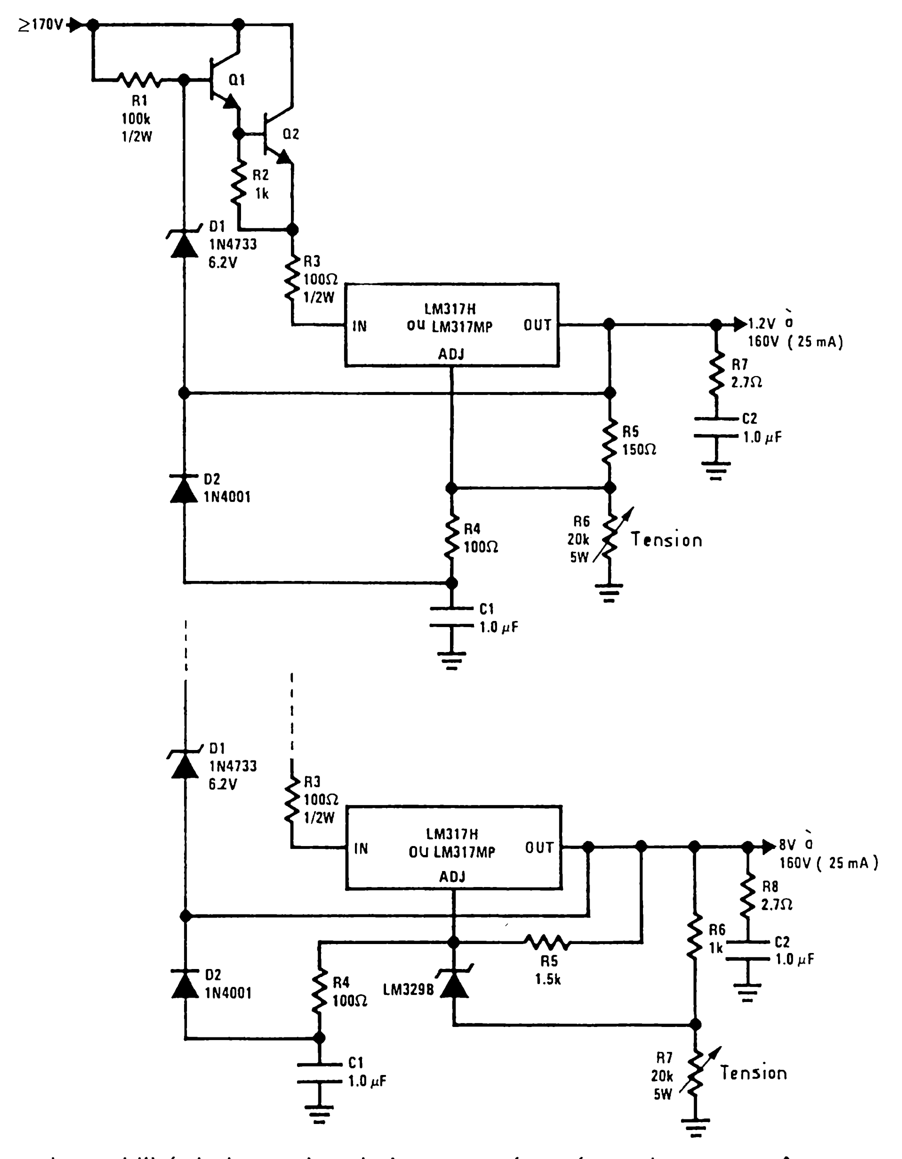
Le schéma 114 se distingue par une limitation d'intensité (seuil 0,7 A). La tension de sortie est 1,27 V $(1 + R_2/R_2)$. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-181].

115 et 116. — Régulateur 1,25 à 115 V, TL 783 C.



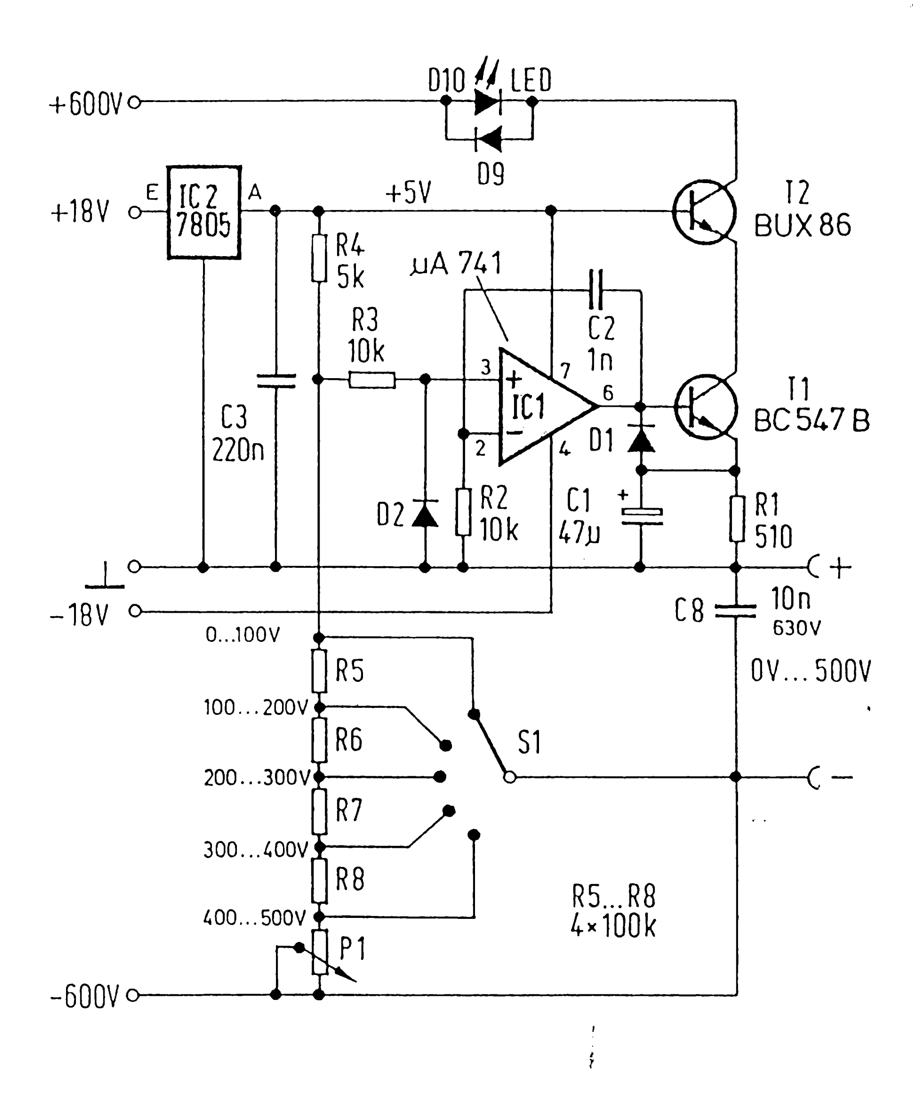
L'intensité maximale est limitée par la dissipation dans le régulateur, soit 2 W à l'air libre et 20 W pour une température de boîtier de 25 °C. La tension de sortie du schéma 115 est ajustable entre 1,3 et 115 V. Le schéma 116 (sortie fixe 120 V) montre une version avec protection contre le court-circuit. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-181.]

117 et 118. — Régulateurs haute tension, 160 V, 25 mA.



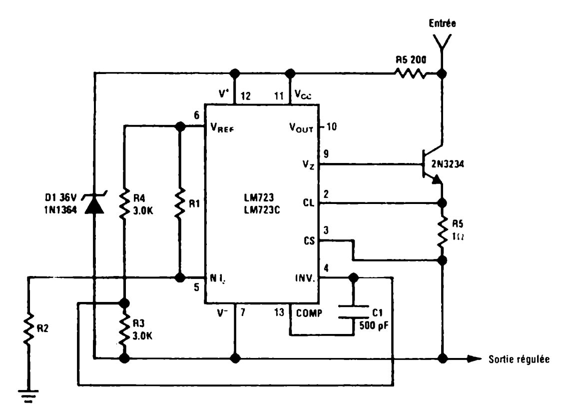
La stabilité de la version de base, représentée en haut, peut être améliorée par l'adjonction d'une référence supplémentaire, LM 329 B (schéma 118, en bas). [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 1166 et 1167.]

119. — Source commutable 0 à 500 V, 6 mA.



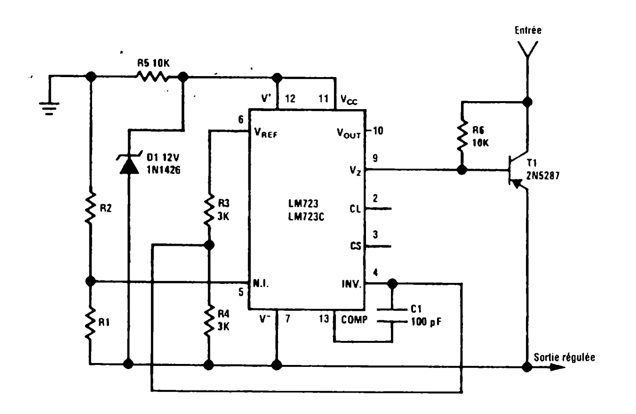
La tension de 5 V, fournie par IC_2, sert de référence. Le seuil de limitation d'intensité est de 6 mA. Le condensateur C_8 est à placer immédiatement sur les bornes de sortie. [F.A. Heinrich, *Funkschau*, Munich, N° 21/88, p. 99.]

120. — Régulateur flottant 45... 250 V, 600 mA, avec LM 723.



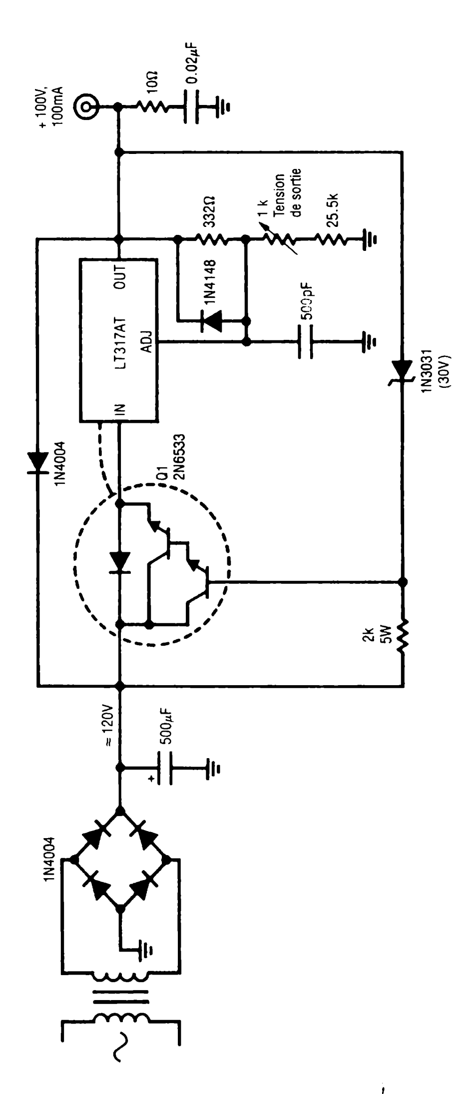
Si $R_3 = R_4$, la tension de sortie est donnée par $3{,}58 \times [(R_2 - R_1)/R_1]$ Le fabricant recommande R_1 = 2,2... 3,6 kΩ. La résistance R_5 sert à la limitation d'intensité. D_1 limite la tension aux bornes du circuit intégré. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-205.]

121. — Régulateur flottant –45 V à –250 V, avec LM 723.



Si $R_3 = R_4$, la tension de sortie est donnée par $3{,}58 \times [(R_2 + R_1)/R_1]$. Le fabricant recommande R_1 = 2,2... 3,6 kΩ. Il n'y a pas de limitation d'intensité. D_1 limite la tension aux bornes du circuit intégré. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-205.]

122. — Régulateur 100 V, 100 mA avec LT 317 AT.

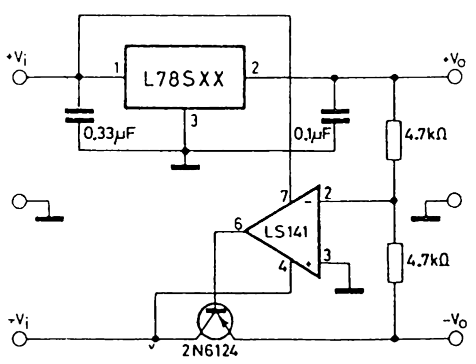


La diode Zener maintient une tension correcte aux bornes du système de régulation. Une protection contre le court-circuit n'est possible que si on utilise un transformateur saturant à 120 mA au secondaire. De plus, il faut établir un couplage thermique étroit entre Q_1 et le circuit intégré. [Note d'application AN 2, *Linear Technology*.]

Régulateurs linéaires à sorties multiples

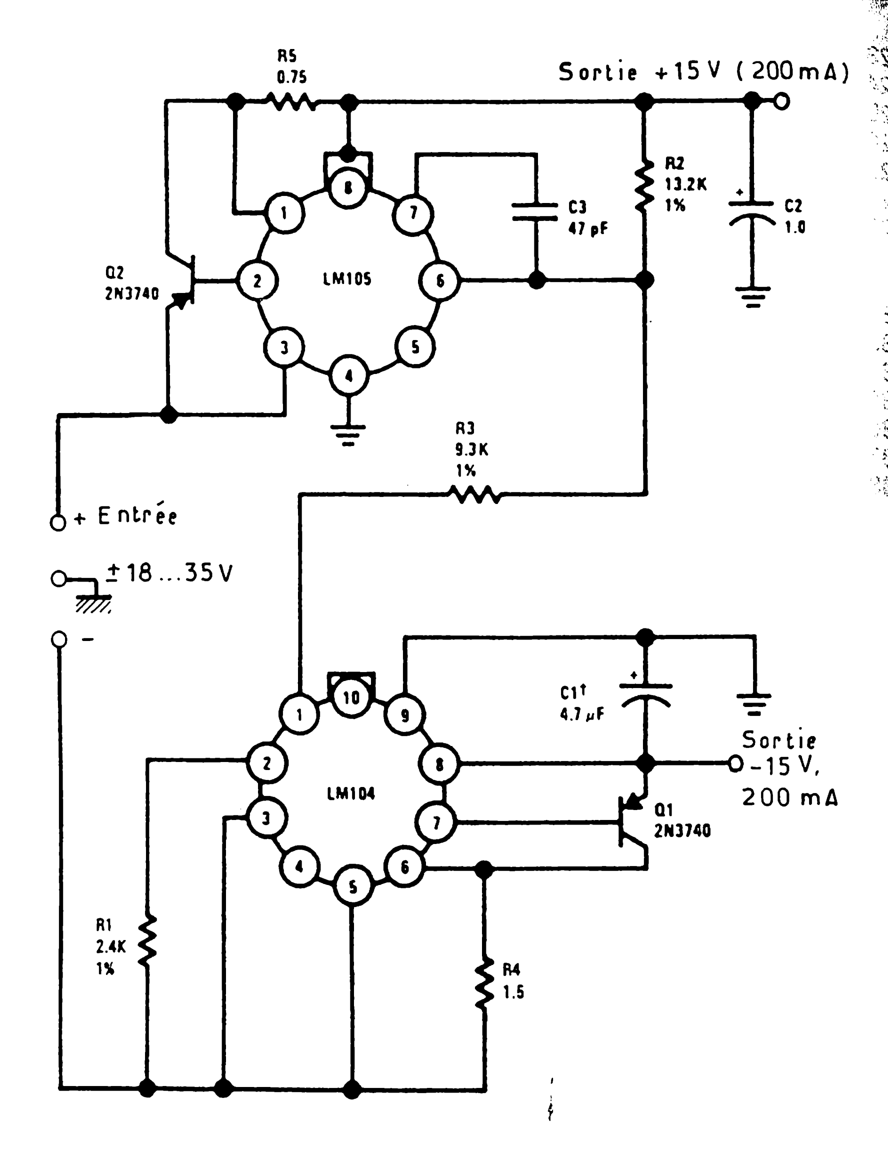
Page

123. — Régulateur symétrique 2 A.



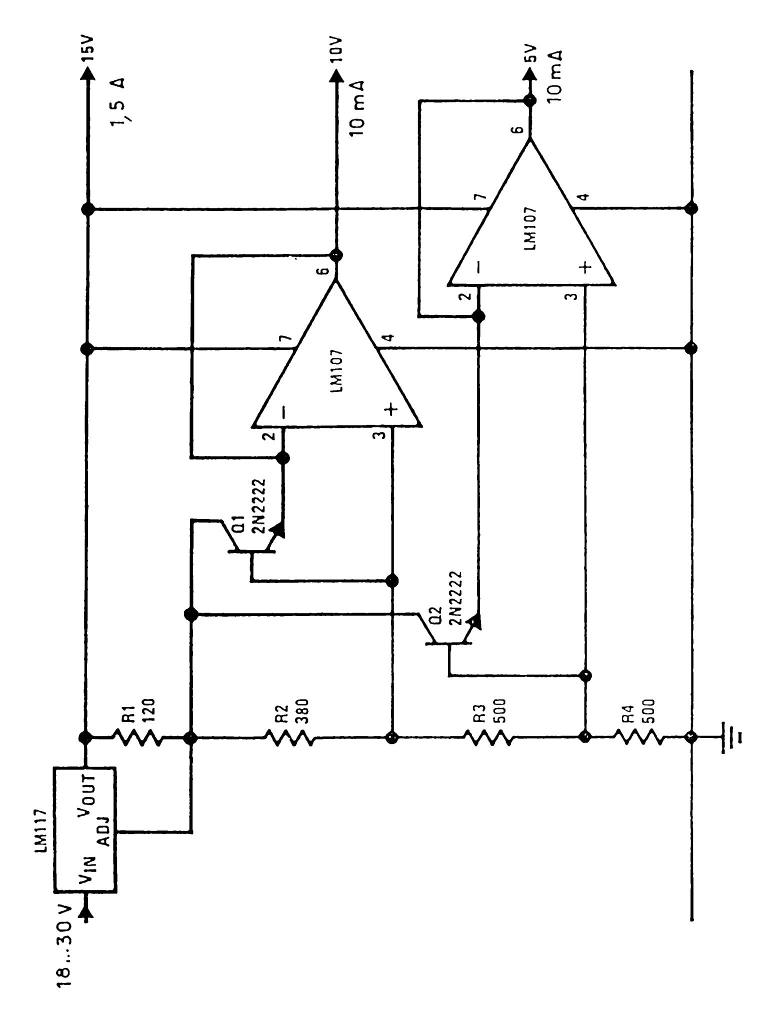
Le régulateur fixe L 78XX S se fabrique pour 5, 7,5, 9, 10, 12, 15, 18 et 24 V. Sa tension d'entrée doit être d'au moins 2 V supérieure à la tension de sortie. Résistance interne : 17 mΩ à 1 kHz. Variation : <2 % pour I_o passant de 20 mA à 2 A ou dans toute la plage des tensions d'entrée (maximum 35 V). Un amplificateur opérationnel et un PNP de puissance permettent de créer une sortie négative asservie. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 335.]

124. — Symétrie entre deux régulateurs, LM 104 et LM 105.



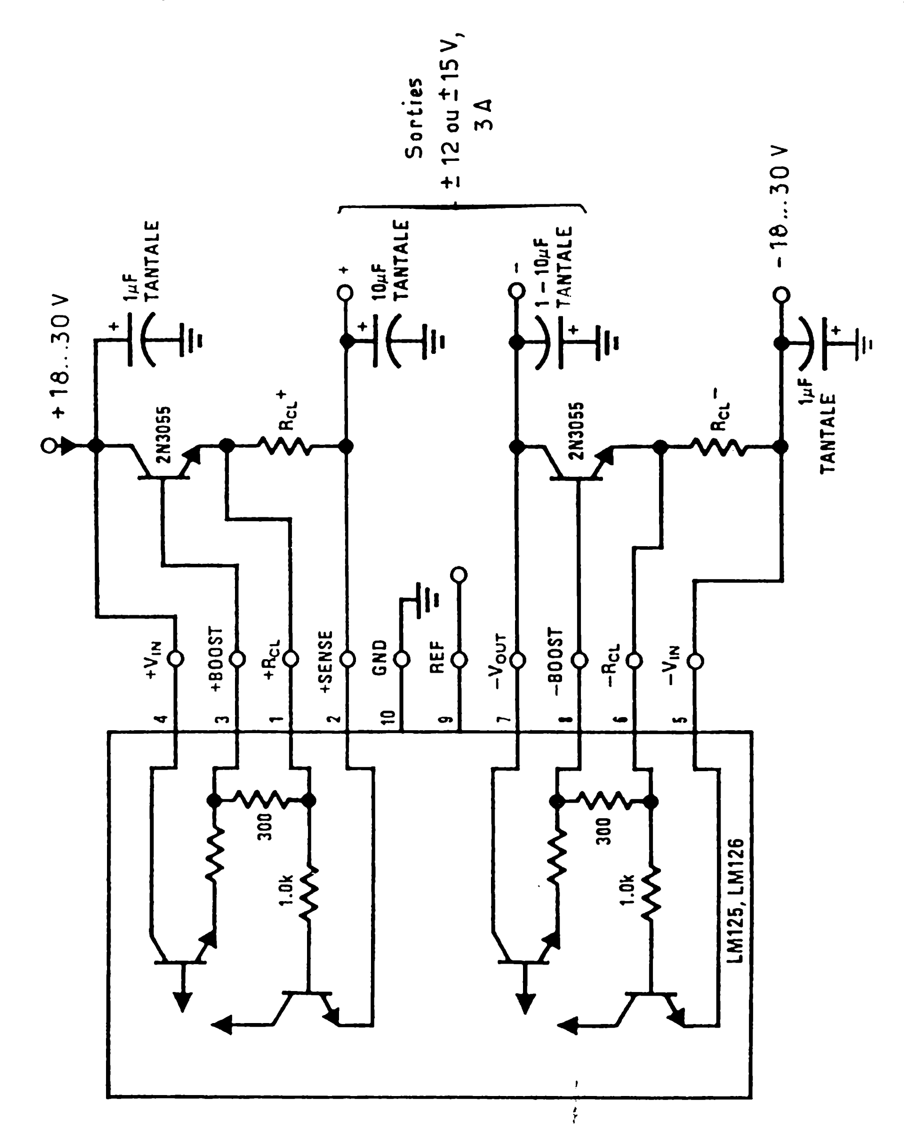
L'interconnexion des deux régulateurs par R_3 réduit à 1/3 l'écart initial des tensions de référence, si bien que l'ajustage des deux tensions peut se faire en agissant seulement sur R_1. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 32 à 40.]

125. — Alimentation 15 V avec sources de 5 et de 10 V, LM 117.



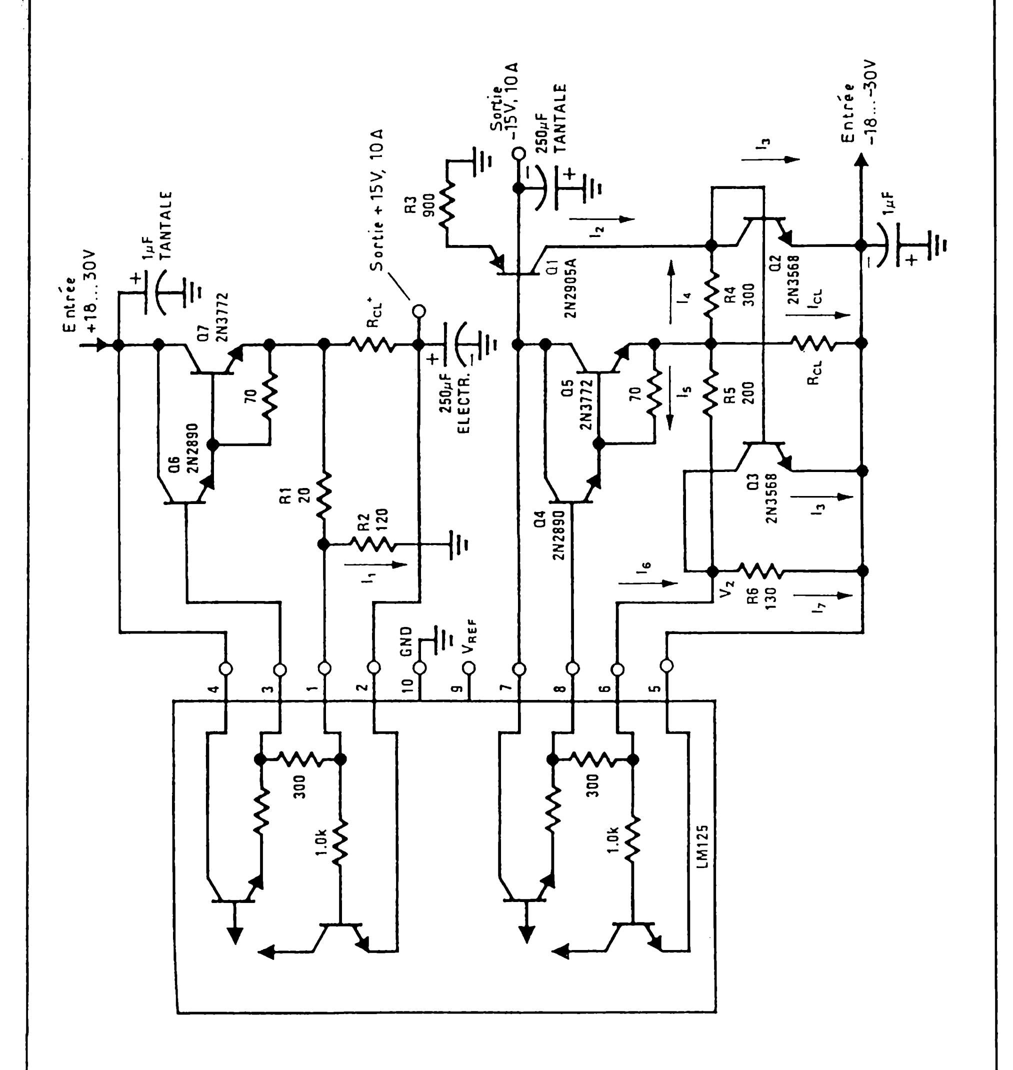
Le diviseur de régulation est subdivisé en trois résistances (R_2 à R_4), aux bornes desquelles on recueille les tensions de référence des deux amplificateurs opérationnels. En cas de court-circuit à leur sortie, une tension apparaît entre les deux entrées. Les transistors correspondants conduisent alors un courant qui fait passer le régulateur en régime de protection. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 351.]

126. — Symétrique ±12 (±15 V), LM 126 (LM 125).



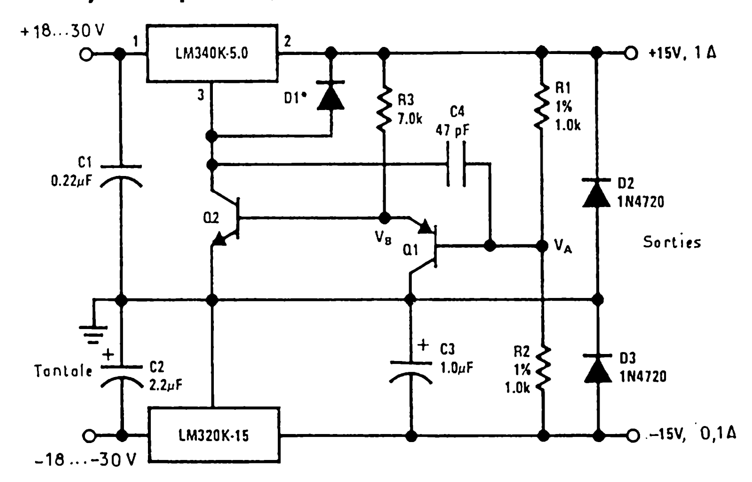
Les régulateurs doubles LM 125 et LM 126 délivrent ±15 V et ±12 V respectivement. Le seuil de limitation correspond à des chutes sur R_{CL} de 0,6 V pour le régulateur négatif, de 0,7 V pour le positif [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 306 à 321.]

127. — Symétrique ±15 V, 10 A, LM 125, limitation à délestage.



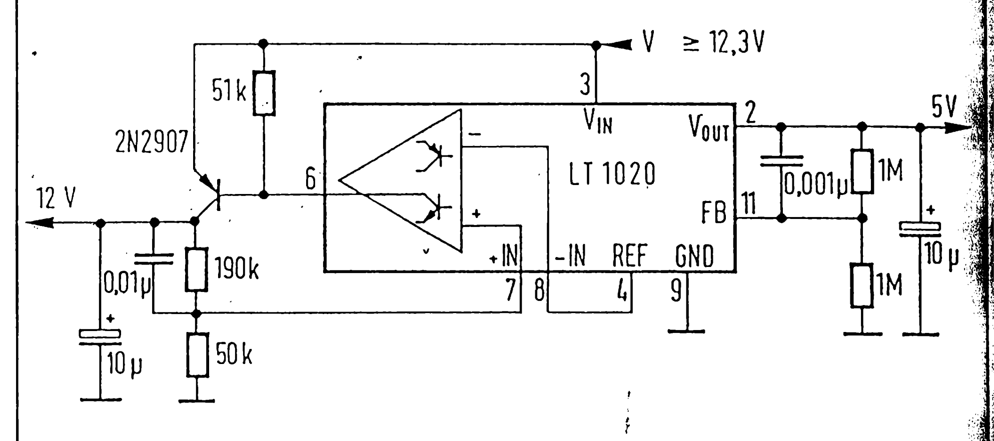
Le seuil de limitation correspond à une chute de 0,6 V entre broches 5 et 6 (régulateur négatif) et de 0,7 V entre broches 1 et 2 (régulateur positif). L'intensité de court-circuit est de 2,9 A [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 306 à 321.]

128. — Symétrique ± 15 V, LM 320, LM 340.



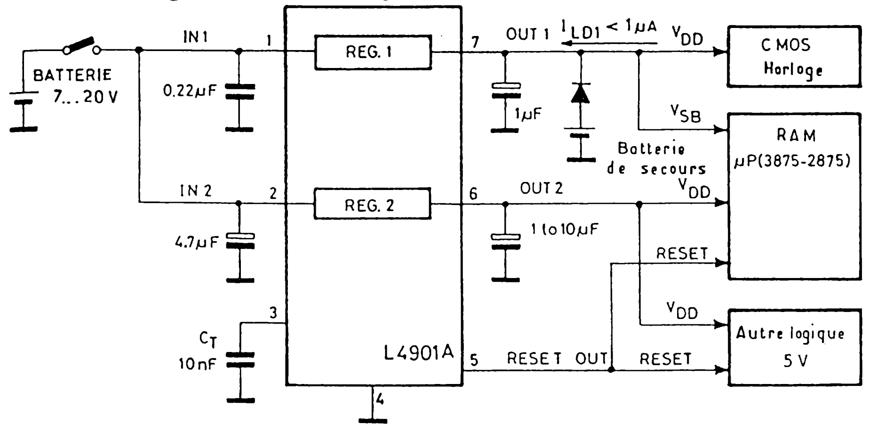
Le régulateur positif travaille avec un point de référence qui est asservi, par deux transistors, à la tension fournie par le régulateur négatif. D_1 : diode au germanium. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 351.]

129. — Deux tensions avec LT 1020.



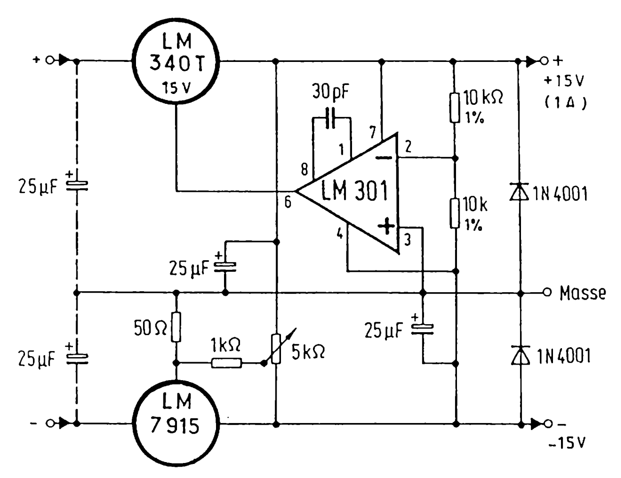
Les tensions de sortie de 5 et de 12 V sont obtenues à partir d'une référence interne de 2,5 V. L'intensité de sortie peut atteindre 125 mA sur la sortie 5 V. Sur celle de 12 V, elle dépend du type et du radiateur du transistor. [Documentation *Linear Technology*, Salon des Composants 1987. - *ELO*, Munich, N° 6/87, p. 30.]

130. — Régulateur double pour microprocesseur, L 4901 A.



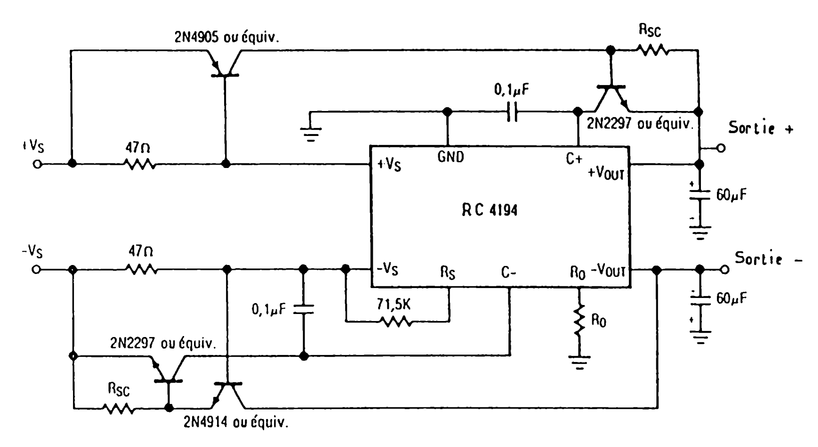
Le L 4901 A est un régulateur 2 × 5 V, 400 mA. Au repos, son courant inverse de sortie est suffisamment réduit pour qu'on puisse y connecter directement une batterie de secours. De plus, il fournit une impulsion de reset à la mise sous tension. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 162.]

131. — Asservissement entre —15 V et +15 V.



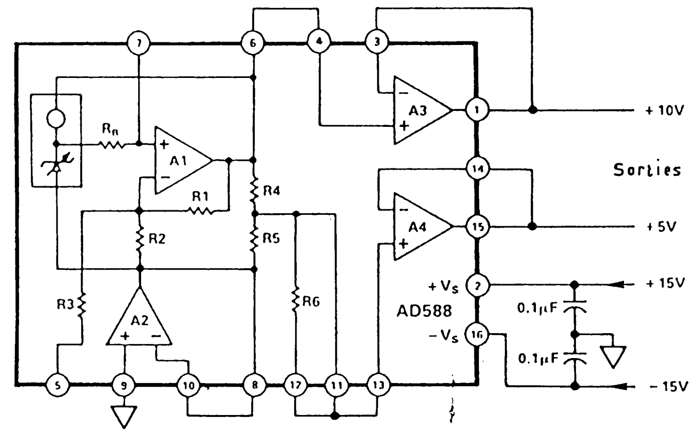
La sortie négative étant ajustée sur sa valeur nominale par le potentiomètre de 5 kΩ, la sortie positive s'établit automatiquement à la même valeur. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS-Thomson,* 1989, p.339. - *ELO,* Munich, N° 10/79, p. 68.]

132. — Régulateur symétrique avec RC 4194.



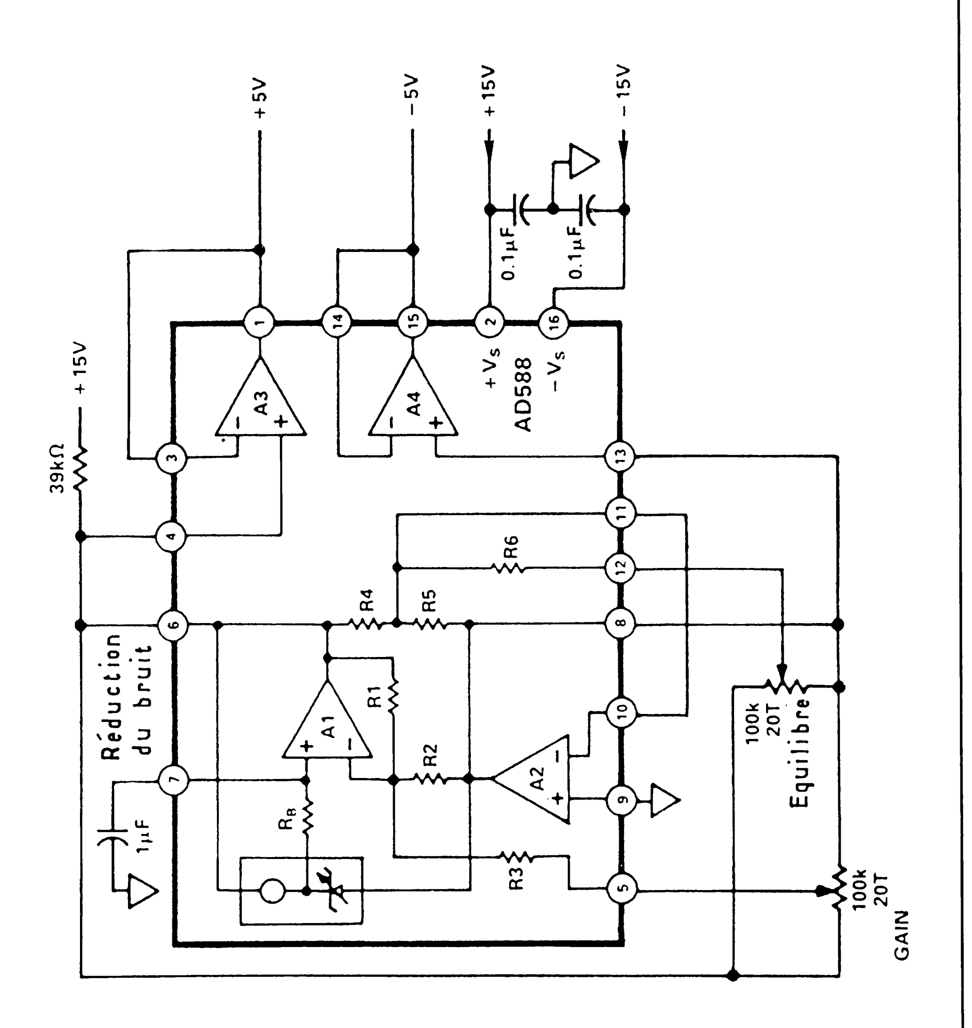
La tension de sortie est égale à 2,5 V par kiloohm de R_O. Celle d'entrée est limitée à ±35 V. La chute interne s'établit à 3 V. Avec une intensité de 2,5 A, on observe une variation de 10 mV en sortie. Limitation d'intensité : $R_{SC} = 0{,}7/I_{max}$. [Linear Integrated Circuits, *Raytheon*, p. 11-29.]

133. — Double alimentation, 5 + 10 V, AD 588.



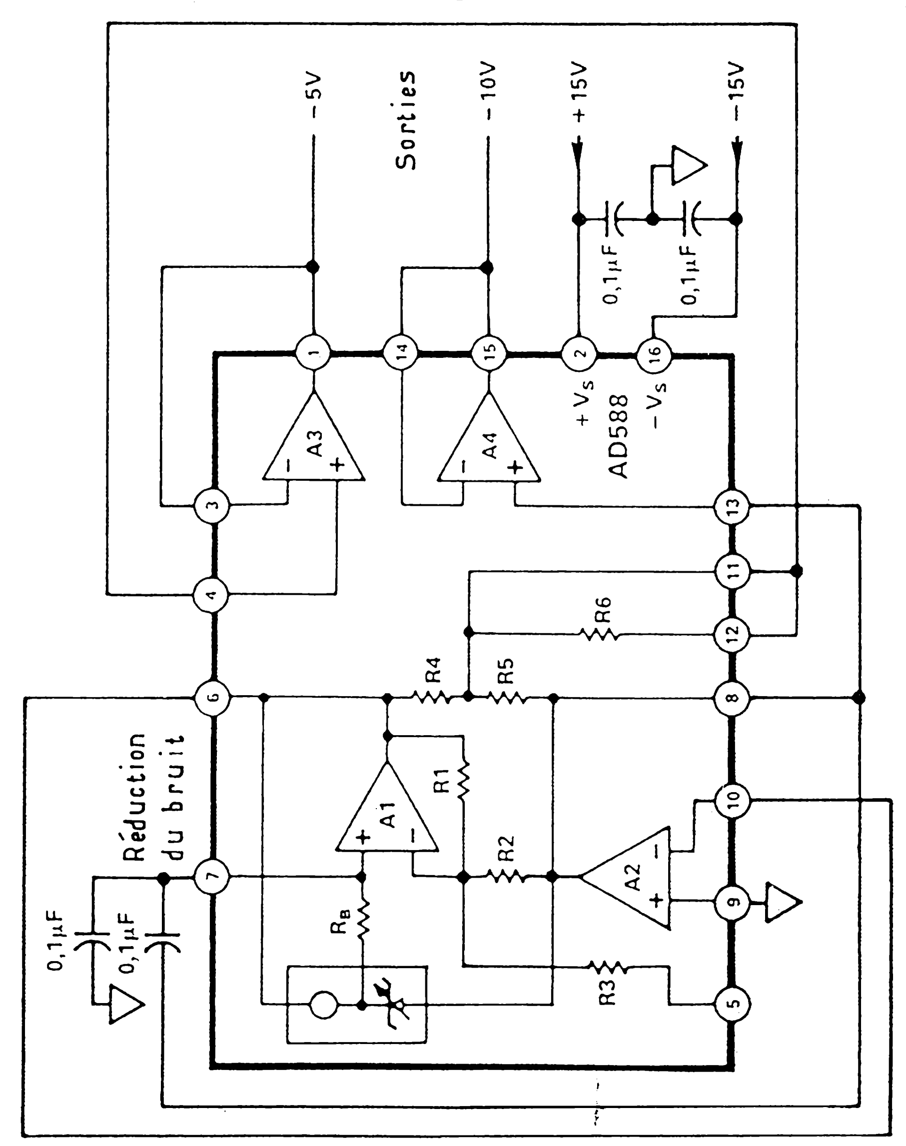
Le régulateur AD 558 ne demande aucun composant externe lorsqu'on l'utilise pour délivrer deux tensions positives de 5 et de 10 V. Dérive <1,5 millionième par °C, dispersion initiale <1 mV. [Documentation *Analog Devices*, Salon des Composants, 1985. — *Electronique Applications*, N° 56, p. 87 et 88.]

134. — Double alimentation, ±5 V, AD 588.



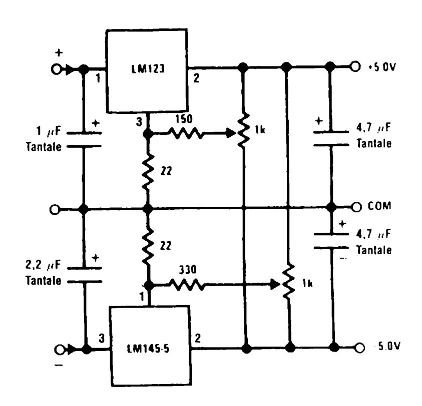
L'ajustage de gain agit sur la tension de sortie, celui d'équilibre permet de rendre les deux tensions de 5 V égales, au signe près. Dérive <1,5 millionième par °C, dispersion initiale <1 mV. [Documentation *Analog Devices*, Salon des Composants, 1985. - *Electronique Applications*, N° 56, p. 87 et 88.]

135. — Double alimentation négative, —5 et —10 V, AD 588.



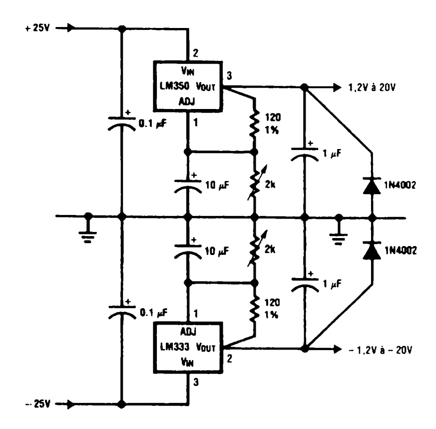
Interconnexion des broches d'un AD 588 pour obtenir —5 V et —10 V. Dérive <1,5 millionième par °C, dispersion initiale <1 mV. [Documentation *Analog Devices,* Salon des Composants, 1985. - *Electronique Applications,* N° 56, p. 87 et 88.]

136. — Source ajustable symétrique, ± 5 V, 3 A, LM 123, LM 145.



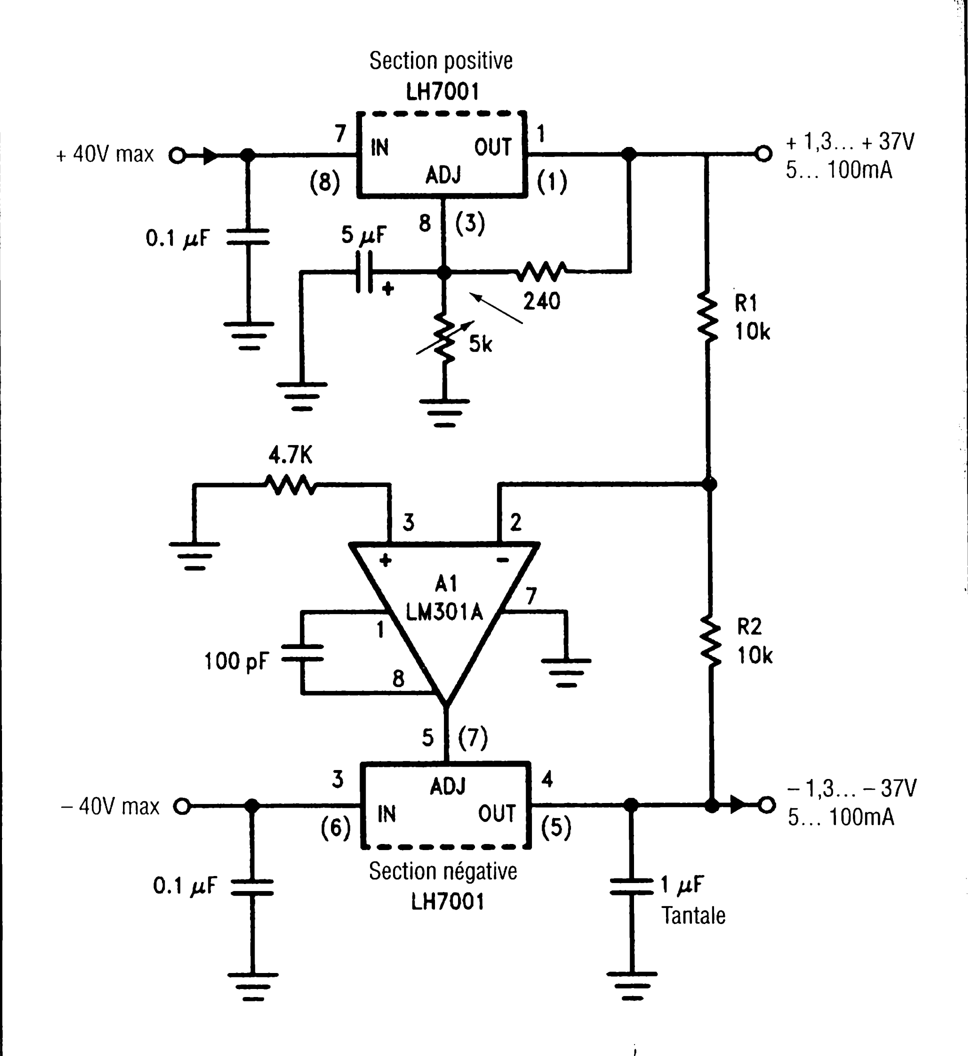
La tension d'entrée ne doit pas devenir inférieure à 7,8 V, ni dépasser 20 V. Entre ces deux valeurs, la tension de sortie varie de 5 (< 15) mV. En fonction de l'intensité de sortie, la variation est de 30 mV. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-136.]

137. — Alimentation ± 1,2 à ± 20 V, 3 A, avec LM 333 et LM 350.



Les diodes en sortie protègent les régulateurs contre l'application accidentelle de tensions excessives sur les sorties. Les intensités maximales peuvent ne pas être disponibles lors de fortes différences entre les tensions d'entrée et de sortie. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-95.]

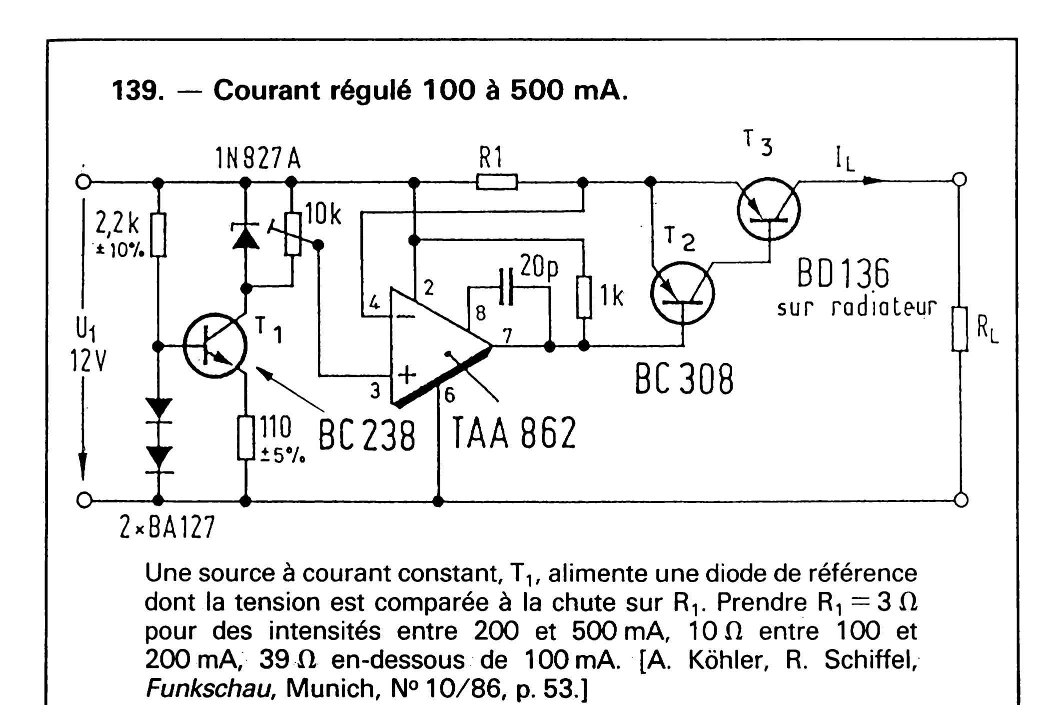
138. — Régulateur double asservi, avec LH 7001.



Un amplificateur opérationnel ajuste la tension de sortie négative sur la même valeur absolue que celle de la sortie positive. Utiliser des résistances bien identiques et stables pour R_1 et R_2. Le brochage est donné pour le boîtier DIP, et entre parenthèses pour le boîtier TO 5. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 1-27.]

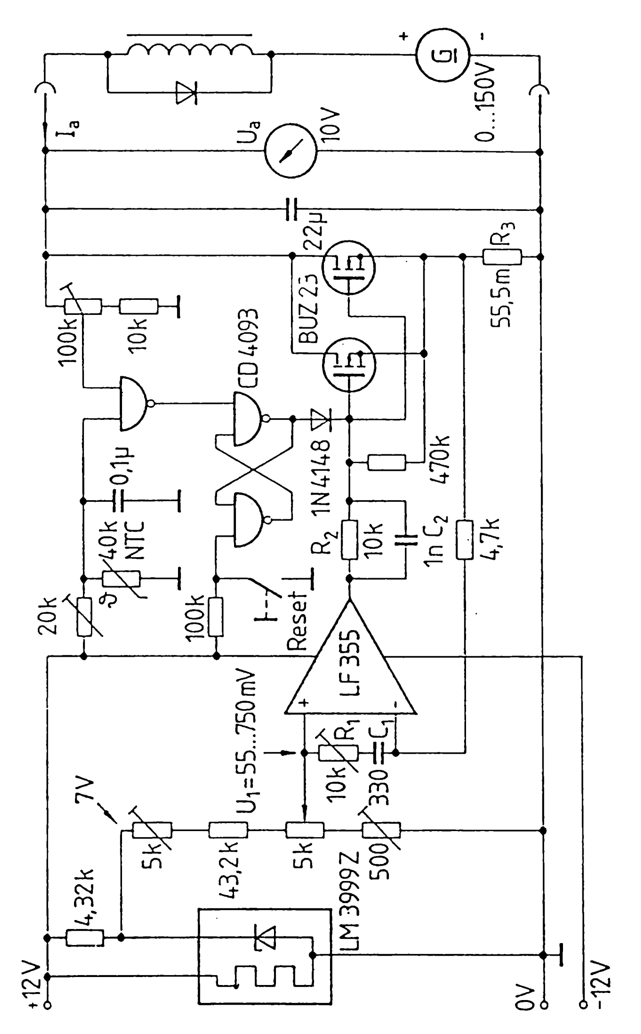
Régulateurs d'intensité

139. — Courant régulé 100 à 500 mA.



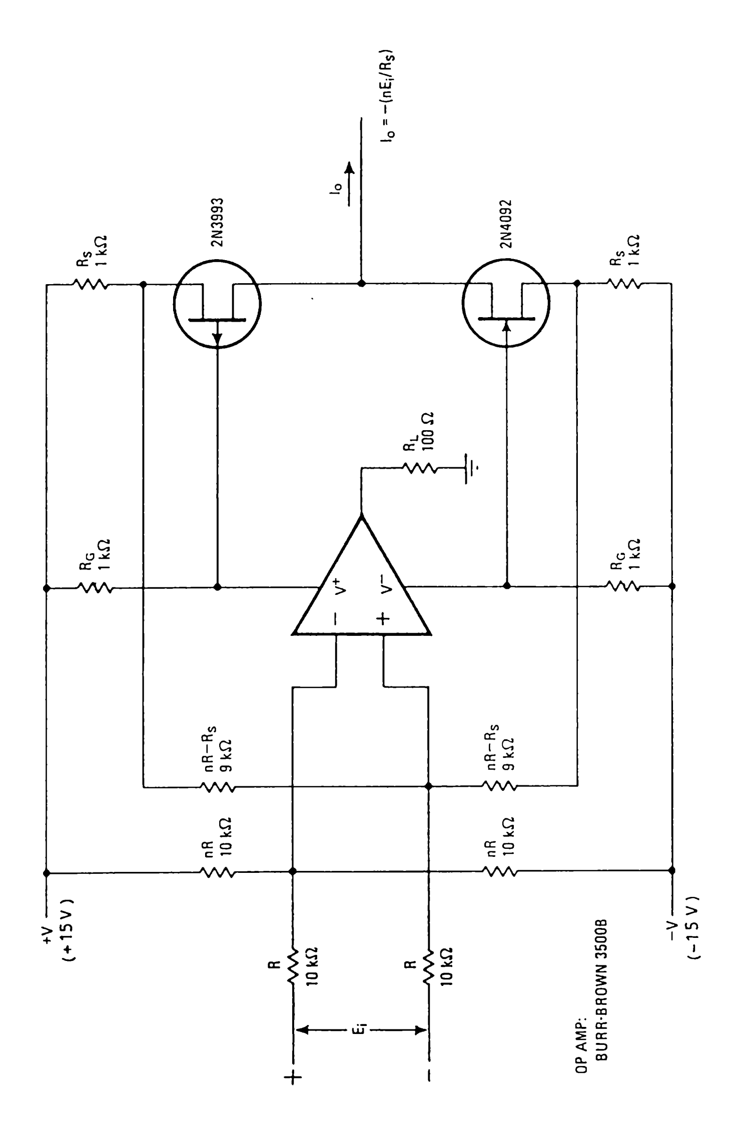
Une source à courant constant, T_1, alimente une diode de référence dont la tension est comparée à la chute sur R_1. Prendre $R_1 = 3\ \Omega$ pour des intensités entre 200 et 500 mA, $10\ \Omega$ entre 100 et 200 mA, $39\ \Omega$ en-dessous de 100 mA. [A. Köhler, R. Schiffel, *Funkschau*, Munich, N° 10/86, p. 53.]

140. — Courant constant 1 à 13,5 A.



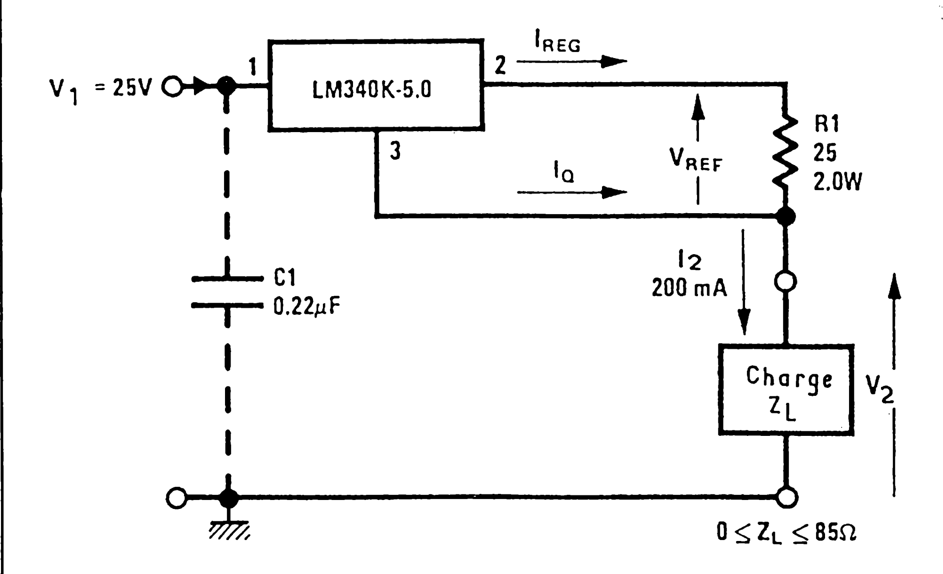
En fonctionnement avec 12 A, la dérive est inférieure à 0,12 mA en 24 h, à condition d'utiliser, pour R_3 (55,5 mΩ), une résistance de très haute stabilité. U_1 (55 à 750 mV) détermine I_a (1 à 13,5 A). Bascule CD 4093 : Protection contre excès d'intensité ou d'échauffement. Application : Alimentation (conjointement avec une source de tension *G*, 0 à 150 V) d'un électroaimant de laboratoire de physique. [B. Wartenberg et K. Heine, *Elektronik*, Munich, N° 4/83, p. 57 et 58.]

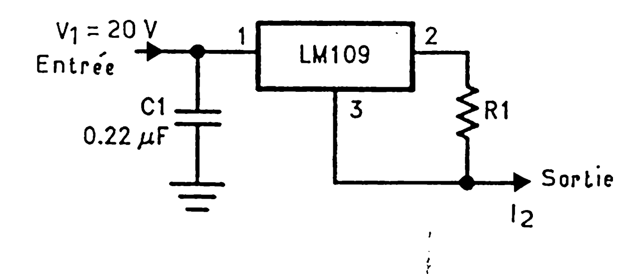
141. — Conversion tension-courant.



Acceptant des tensions de commande par rapport à la masse aussi bien que différentielles, ce circuit transforme, avec une précision de ±0,01 %, une variation de tension de ±10 V en une variation d'intensité de ±10 mA. [J. Graeme, *Electronics*, 16 mai 1974, p. 96 et 97.]

142 et 143. — Courant constant par régulateurs 5 V, LM 109, LM 340.

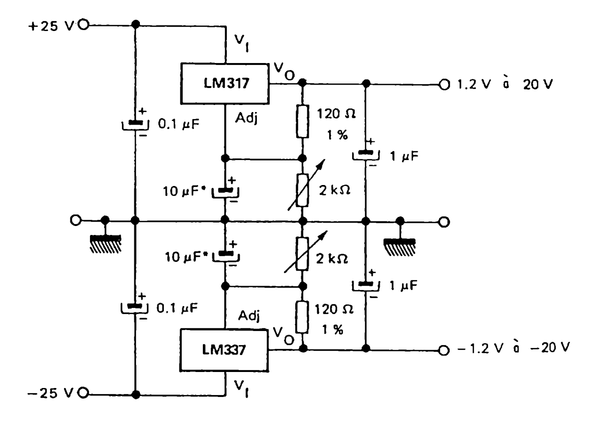




L'intensité obtenue est V_{REF}/R_1, soit 5 V/R_1. La valeur maximale de la tension de sortie V_2, aux bornes de la charge, est V_1 — 7,5 V. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor,* 1986, p. 140 et 345.]

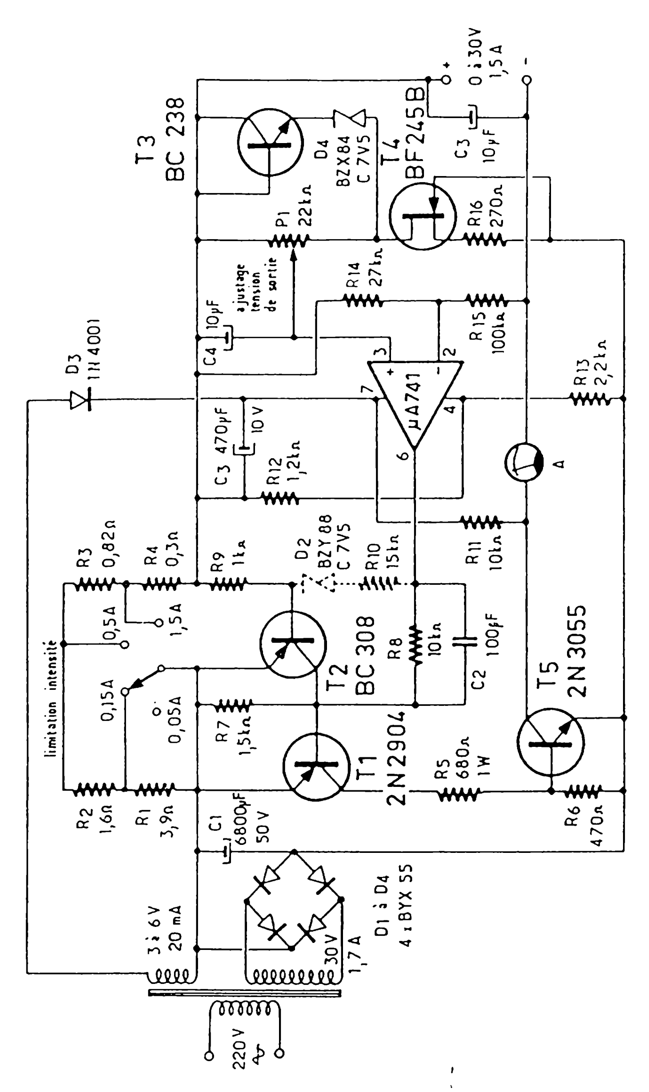
Alimentations de laboratoire

144. — Double alimentation 1,5 A à ajustages indépendants, LM 317, LM 337.



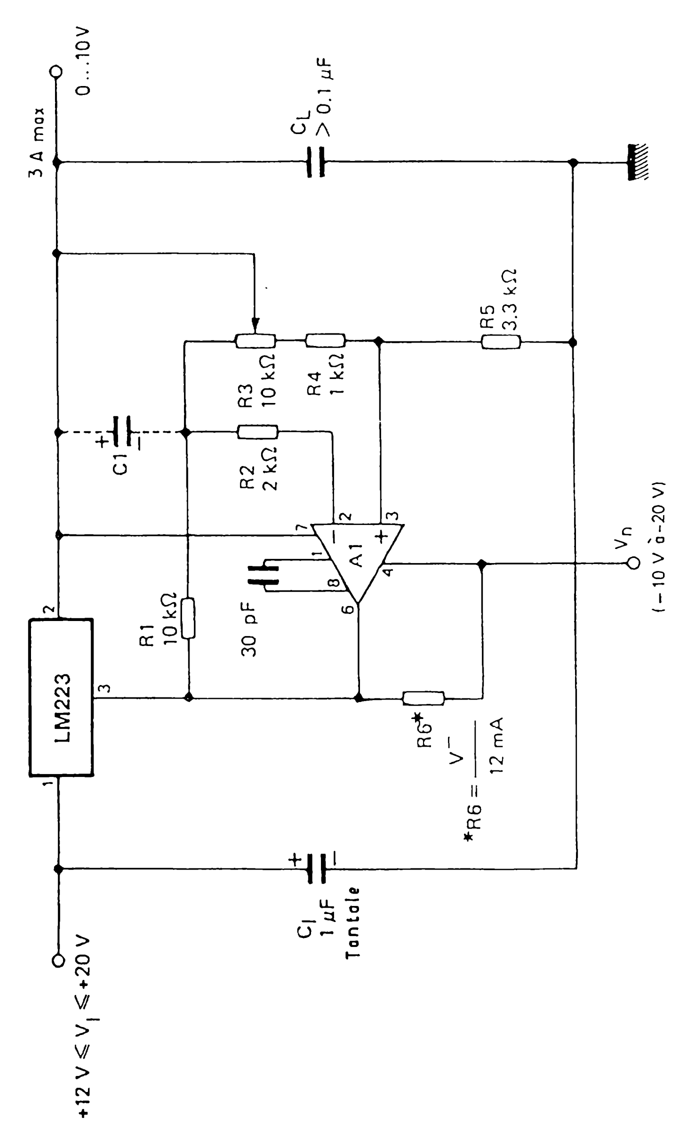
Les circuits utilisés sont protégés contre la surcharge et l'échauffement excessif. La variation est inférieure à 1 % en fonction de la charge et inférieure à 0,04 %/V en fonction de la tension d'entrée. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 587 à 595.]

145. — Limitation d'intensité commutable.



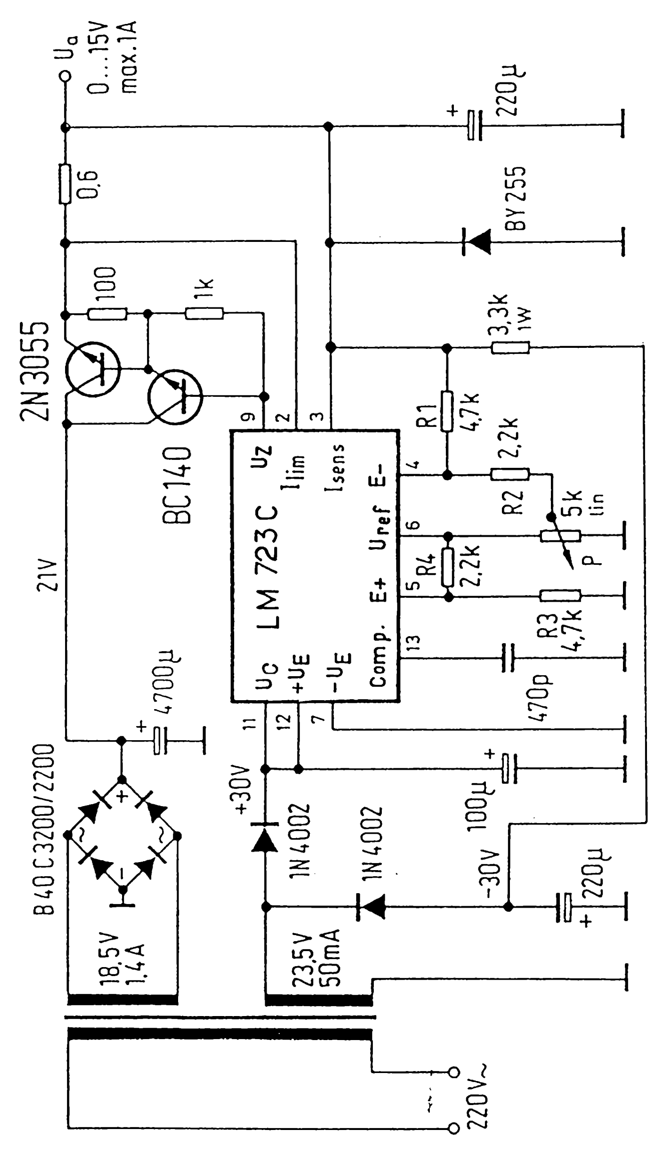
La commutation peut être combinée avec celle des gammes de l'ampèremètre A. Les composants D_2 et R_6 permettent d'obtenir une limitation à délestage (à 40 % environ des intensités nominales.) La référence D_4 fonctionne à courant constant (T_4) et avec compensation en température (T_3). [BIFET, BIMOS, CMOS, *ETSF*, Paris, 1981, p. 152.]

146. — Alimentation 0 à 10 V, 3 A, LM 223.



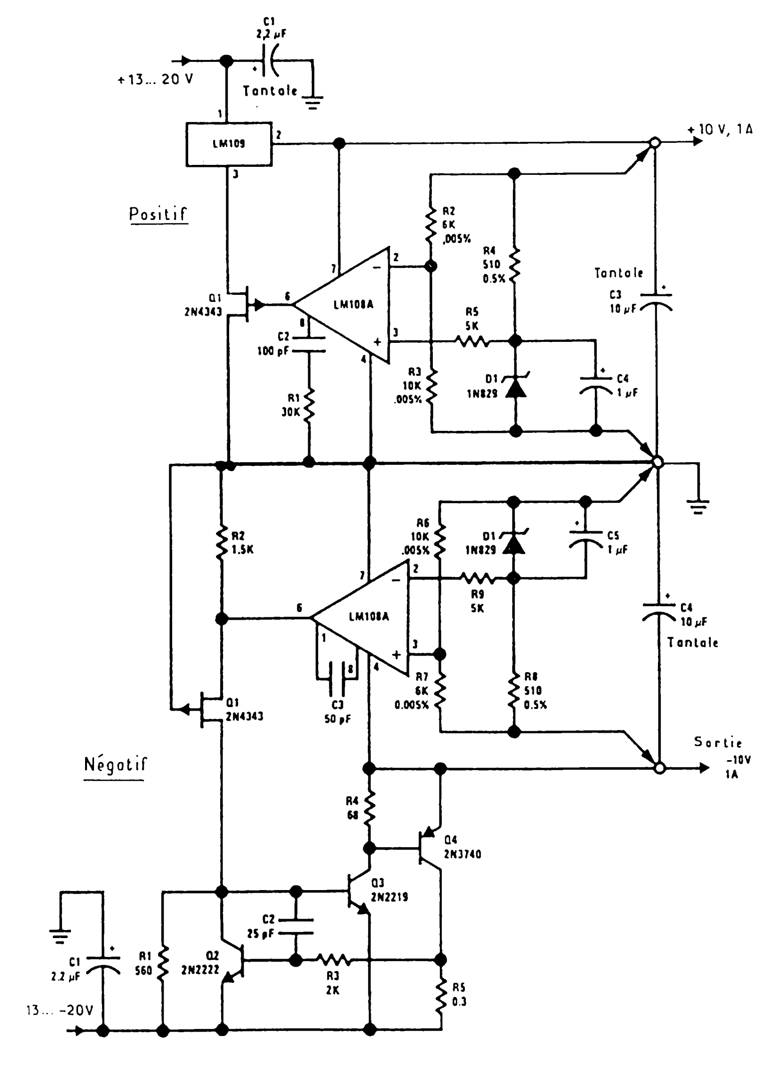
Moyennant une source auxiliaire non stabilisée V_n, la tension de sortie de ce régulateur peut être ajustée à partir de 0 V. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 571 à 576.]

147. — Alimentation de laboratoire 0 à 15 V, 1 A, LM 723 C.



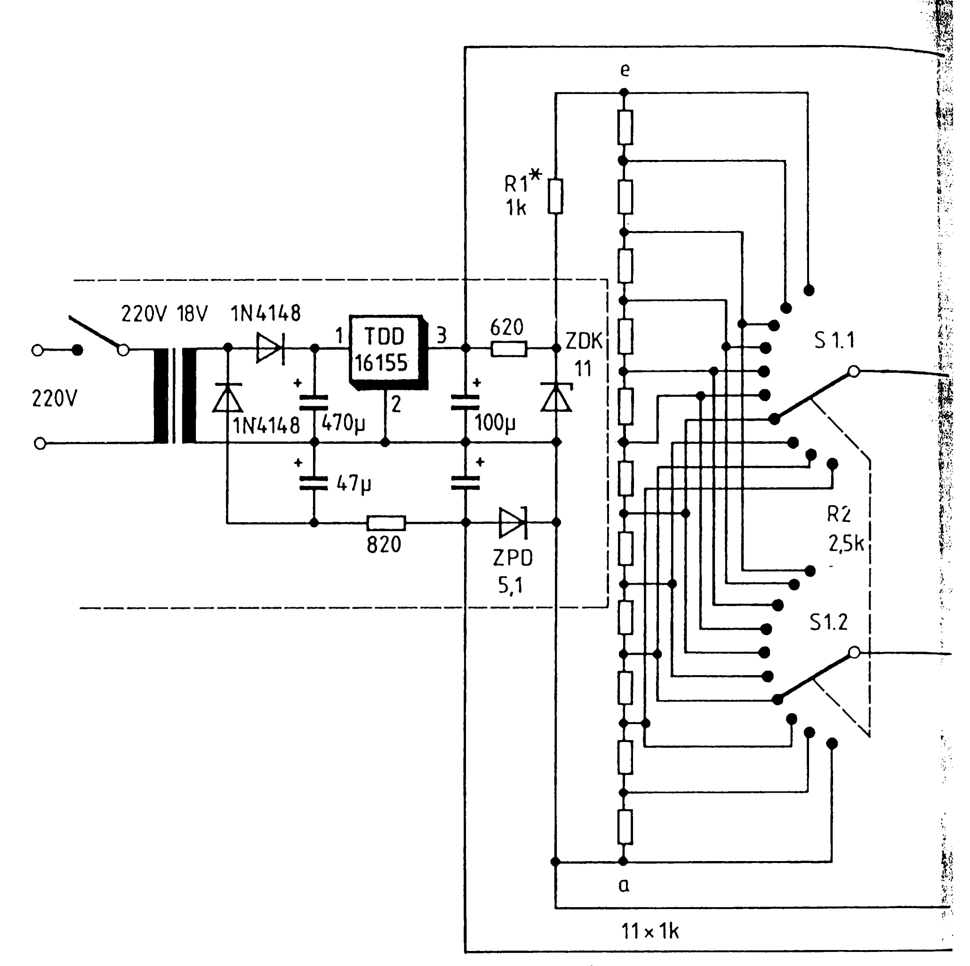
Une tension de sortie nulle peut être obtenue en faisant fonctionner le régulateur LM 723 C sur une alimentation séparée de ±30 V. [D. Thoss, *Funkschau*, Munich, N° 13/79, p. 102. — Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-186.]

148. — Régulateurs de précision ±10 V, 1 A, LM 109.

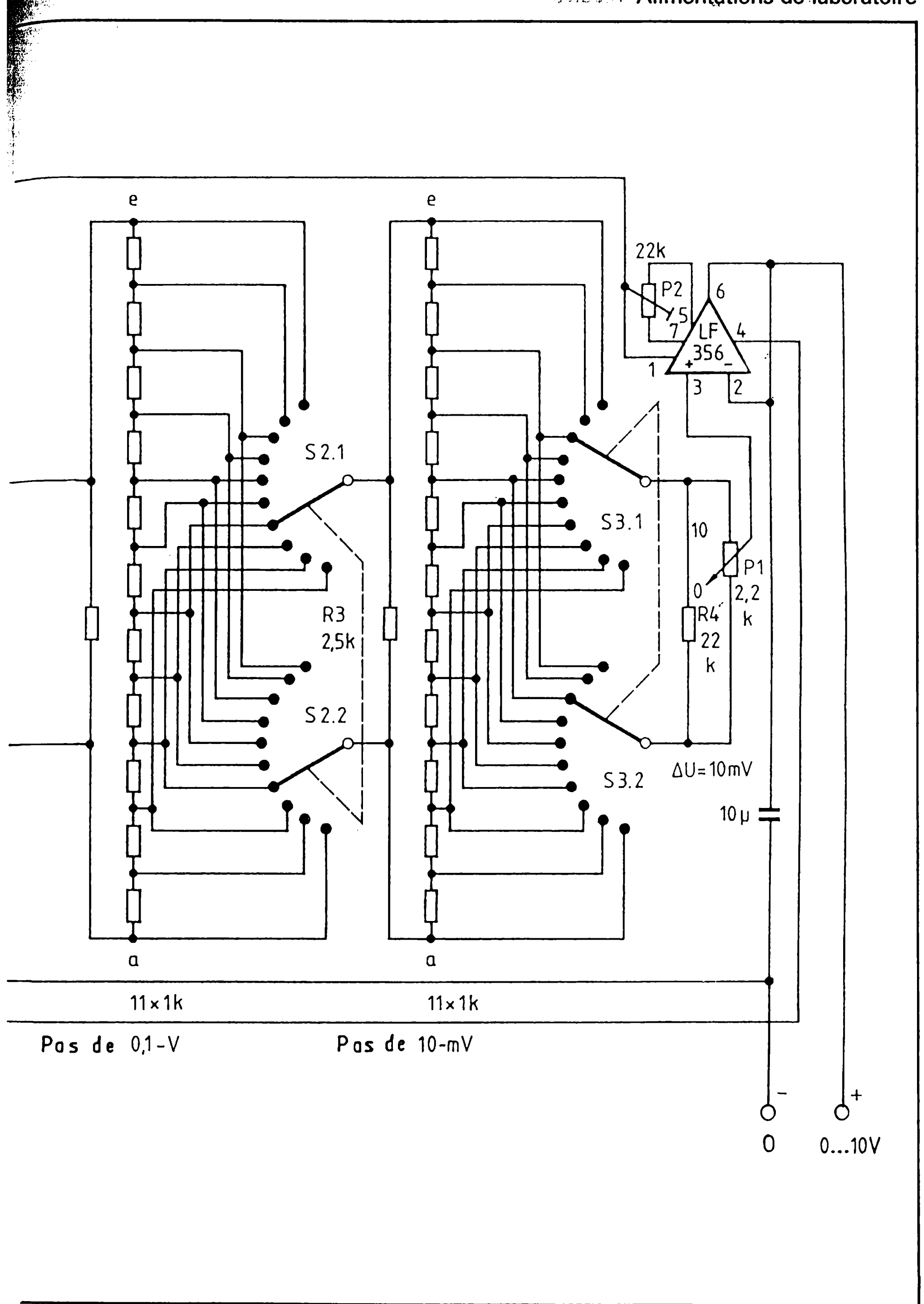


Moyennant des composants passifs de haute stabilité, la variation des tensions de sortie reste inférieure à 10 µV lorsque la charge passe de 0 à 1 A. En modifiant, au besoin, l'intensité dans D_1 (R_4 ou R_8) de façon à optimiser le comportement thermique de cette diode, on obtient une dérive inférieure à 0,01 % et —55 et +125 °C. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 1116 et 1117.]

149. — Référence universelle 10 mV à 10 V.

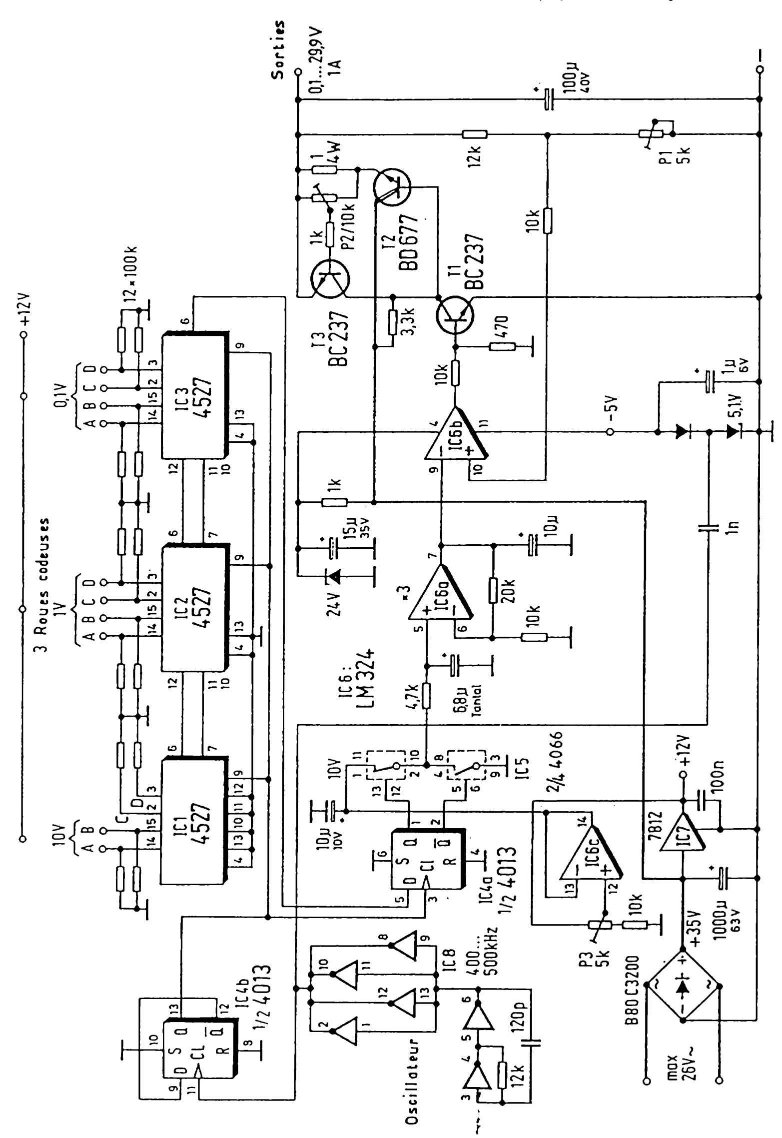


Cascade de stabilisations successives par TDD 16155 et ZDK 11 (*ITT-Intermetall*). Coefficient de température : <0,001 %/°C. Commutation à résistance interne constante. Choisir R_1 de façon à obtenir exactement 10 V sur le premier diviseur. P_1 : ajustage fin sur 10 mV. P_2 : Ajustage offset. [G. Pelz, *Elektronik*, Munich, N° 11/85, p. 90 à 92.]



e
e
22k
P2
5
7
6
LF
356
4
1
3
2
S 2.1
S 3.1
10
P1
2,2
k
0
R4
22
k
R3
2,5k
S 2.2
S 3.2
ΔU=10mV
10 µ
a
a
11×1k
11×1k
Pas de 0,1-V
Pas de 10-mV
−
+
0
0...10V

150. — Roues codeuses commutent entre 0,1 et 29,9 V.



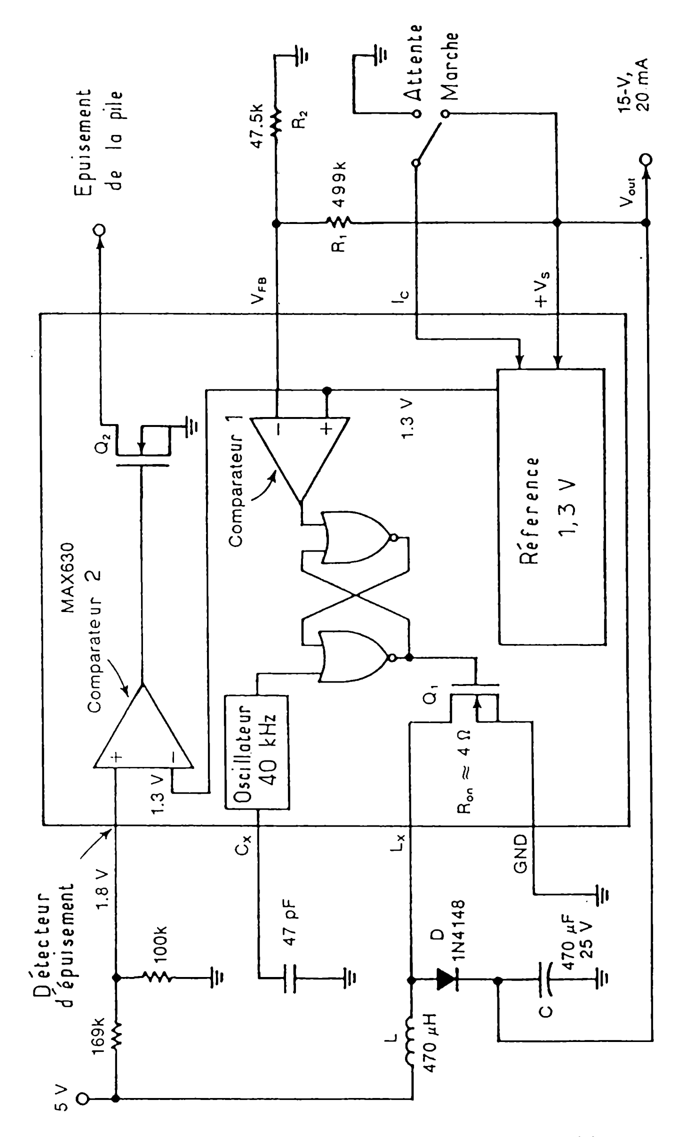
Trois multiplicateurs de rapport CD 4527, une bascule D (IC_{4a}) et un commutateur (IC_5) établissent, à l'entrée de IC_{6a}, La tension déterminée par les roues codeuses. P_1 : Gain des étages de sortie. P_2 : Limitation d'intensité. P_3 : Ajuster sur 10 V en sortie IC_{6c}. [M. Arnoldt, *Funkschau*, Munich, N° 16/84, p. 70 à 72.]

Alimentations à découpage

Alimentations à découpage, élévateurs de tension

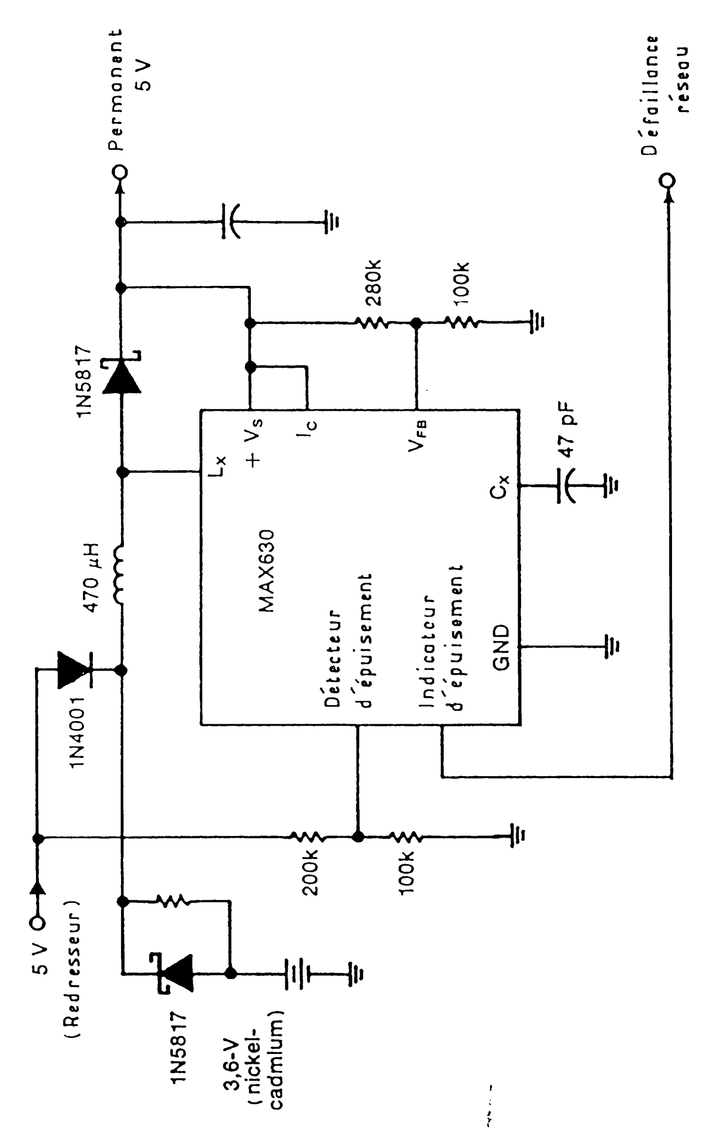
Page

151. — Elévateur CMOS, MAX 630.



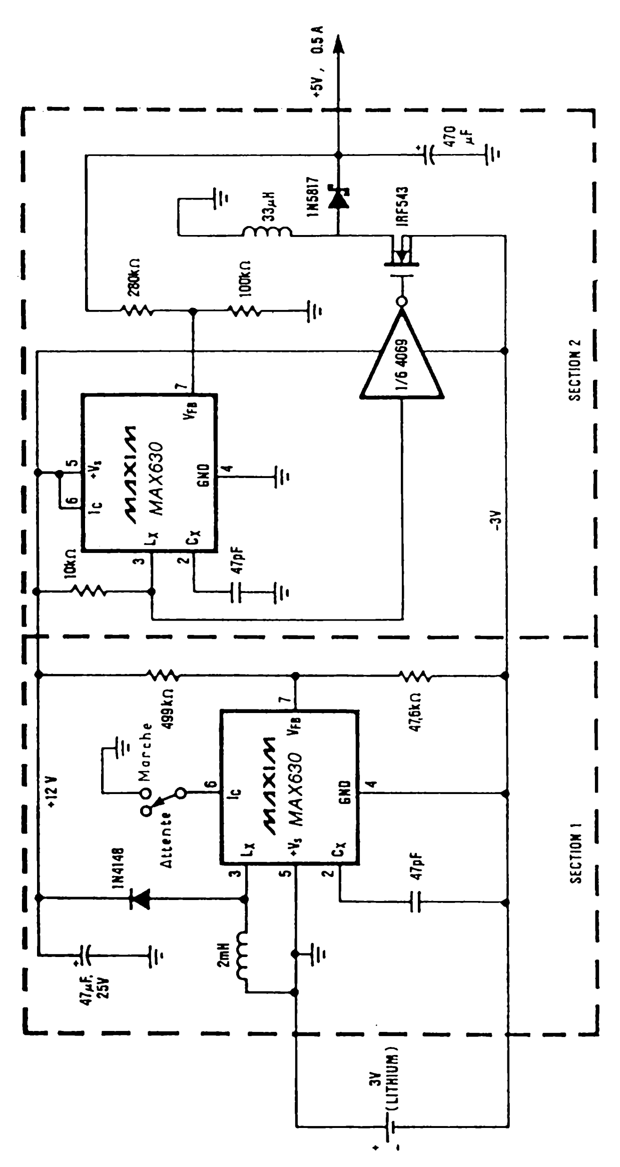
Fonctionne à partir d'une tension d'entrée de 1,8 V et avec un courant de repos de 0,5 µA. L'indicateur d'épuisement, Q_2 devient conducteur pour moins de 1,8 V à l'entrée du comparateur 2. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1998/89, p. 83. – *Electronique Radio Plans* N° 104, p. 43 à 49.]

152. — Alimentation de secours avec MAX 630.



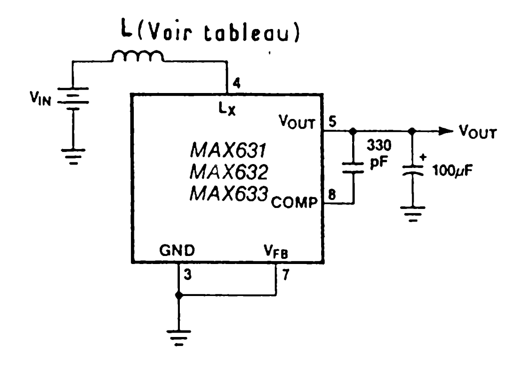
Le convertisseur régulé fonctionne normalement à partir d'une tension de 5 V provenant d'un redressement. En cas de défaillance du réseau, la batterie prend le relais et l'indicateur de défaillance devient conducteur. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 83. — *Electronique Radio Plans* N° 104, p. 43 à 49.]

153. — Elévateur 3 V vers 5 V, 0,5 A, MAX 630.



La section 1 du convertisseur produit une tension auxiliaire de 12 V pour la commande de gate du transistor MOSFET. La section 2 travaille avec inversion de polarité. [Documentation *MAXIM*. — *Electronique Radio Plans* N° 104, p. 43 à 49.]

154. — Elévateurs pour sources de 2 à 8 V, MAX 631/2/3.

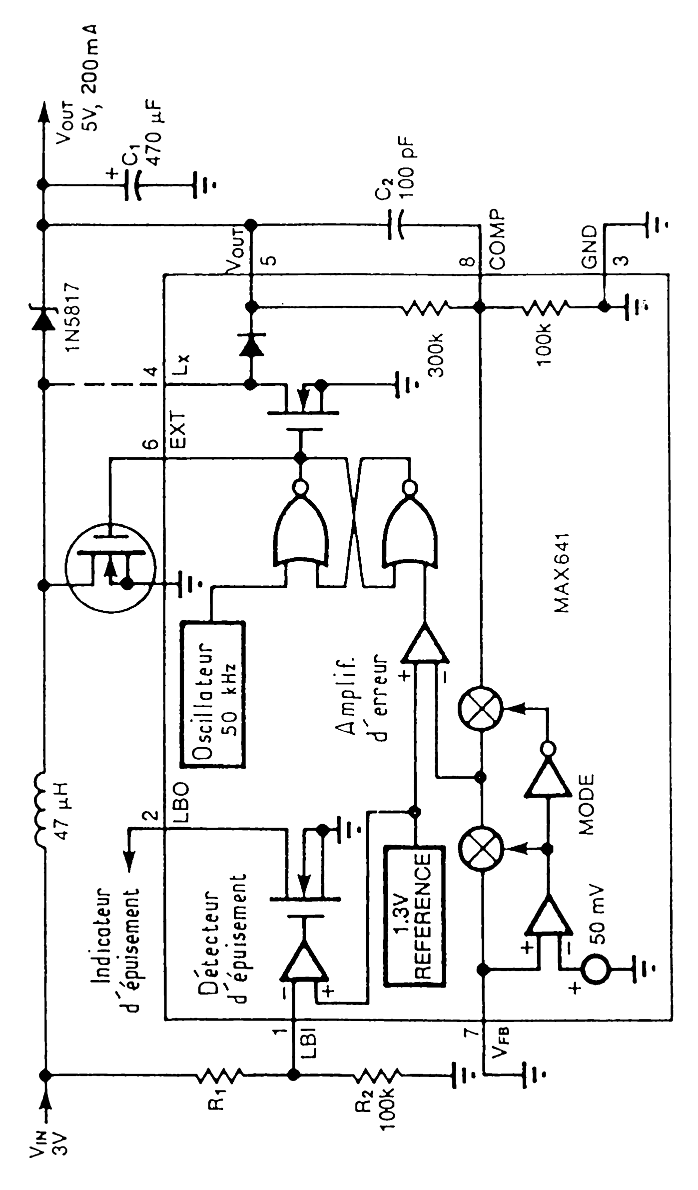


	V_{IN} (V)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (mA)	Rendem. (%)	Type No.*	L µH	Ω
MAX631	2	5	5	78	6860-21	470	0.44
	2	5	10	74	6860-17	220	0.28
	2	5	15	61	6860-13	100	0.1
	3	5	25	82	6860-21	470	0.44
	3	5	40	75	7070-29	220	0.55
MAX632	3	12	5	79	6860-10	330	0.35
	3	12	10	79	7070-28	180	0.48
	5	12	12	88	6860-21	470	0.44
	5	12	25	87	6860-19	330	0.35
MAX633	3	15	5	73	7070-29	220	0.55
	3	15	8	71	7070-27	150	0.43
	5	15	10	85	6860-21	470	0.44
	5	15	15	85	6860-19	330	0.35
	8	15	35	90	6860-21	470	0.44

* Caddell-Burns, NY, (516) 746-2310

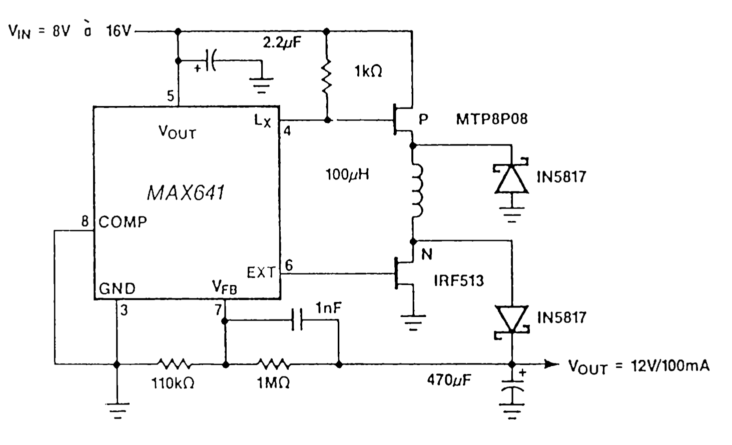
La tension de sortie est déterminée par un régulateur interne. Le tableau donne les valeurs de l'inductance. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 76.]

155. — Elévateur 3 vers 5 V, 0,2 A, MAX 641.



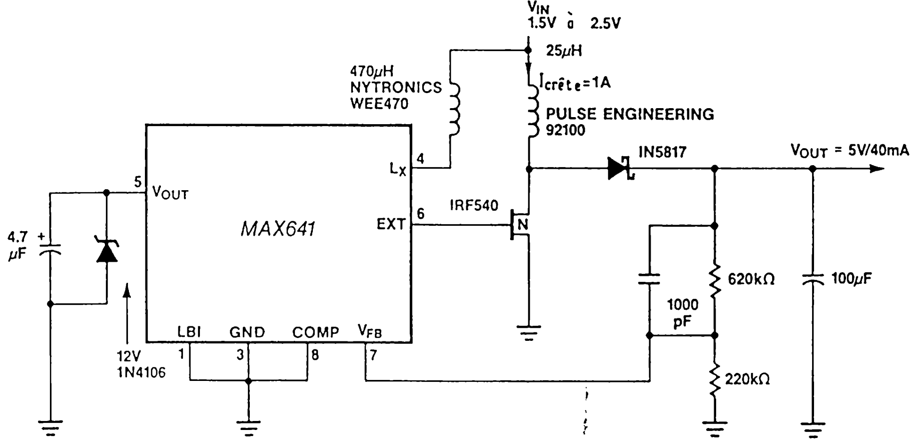
L'intensité dans l'inductance peut dépasser 1 A en crête. L'indicateur d'épuisement devient conducteur pour mois de 1,3 V sur la broche 1. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 150.]

156. — Elévateur-réducteur 12 V, 0,1 A, MAX 641.



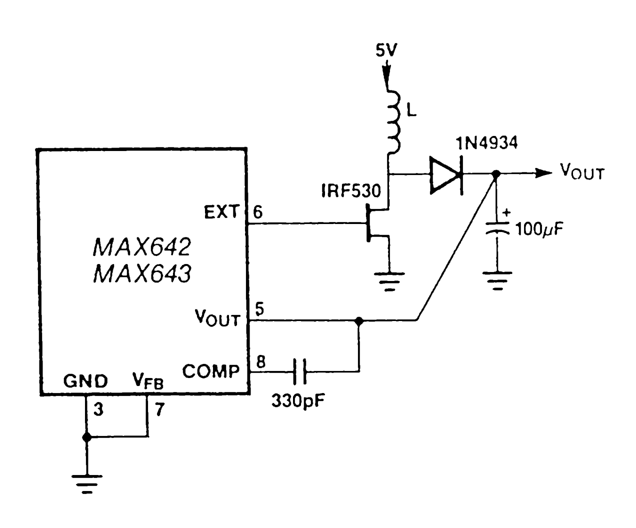
Deux MOSFET complémentaires effectuent des commutations à chaque extrémité de l'inductance, laquelle véhicule une intensité de crête de 2 A. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 78.]

157. — Elévateur pour faibles tensions d'entrée, MAX 641.



Fournit 40 mA avec 1,5 V à l'entrée, ou 180 mA avec 2,4 V. La broche V_{out} n'a qu'une fonction interne. Elle sert à stabiliser et à filtrer une tension de 12 V que le circuit produit, par l'inductance 470 µH, pour la commande de gate du MOSFET. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 78.]

158. — Elévateurs 12 et 15 V, 0,1 à 0,55 A, MAX 641/2.

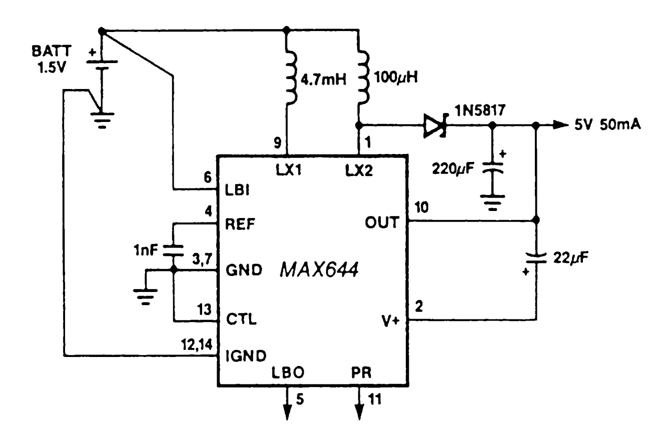


	VIN (V)	VOUT (V)	IOUT (mA)	Rendem. (%)	Ipk (A)	Type No.*	L µH	L Ω
MAX642	5	12	200	91	1.2	6860-08	39	0.05
	5	12	350	89	2	6860-04	18	0.03
	5	12	550	87	3.5	7200-02	12	0.01
MAX643	5	15	100	92	1.2	6860-08	39	0.05
	5	15	150	89	1.5	6860-06	27	0.04
	5	15	225	89	2	6860-04	18	0.03
	5	15	325	85	3.5	7200-02	12	0.01

* Caddell-Burns

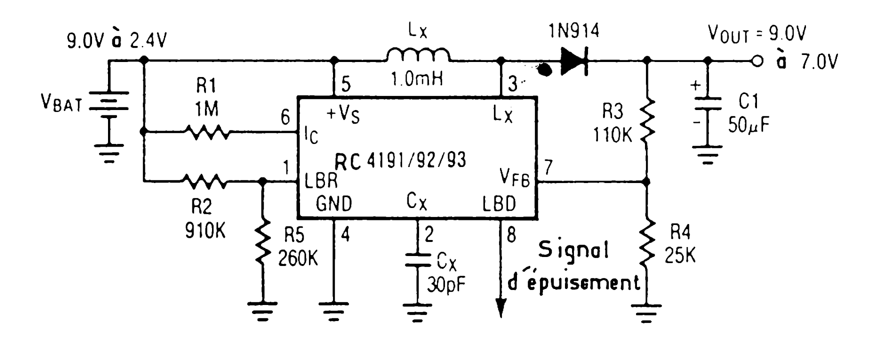
La tension de sortie est déterminée par un régulateur interne. Le tableau donne les valeurs de l'inductance. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 76.]

159. — Elévateur pour piles de 1,5 V.



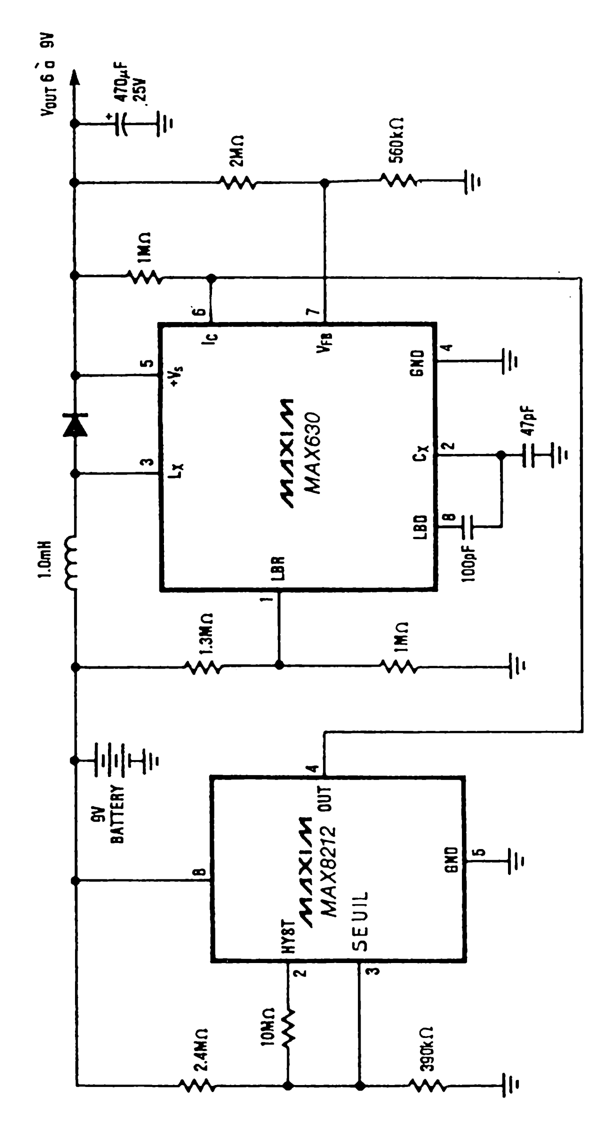
Fonctionne à partir de 0,5 V à l'entrée. Broche 5 : Indication de tension de batterie insuffisante. Broche 11 : Indication du fonctionnement. Broche 2 : Fournit 12 V sous faible débit. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 71.]

160. — Prolongement de la vie d'une pile.



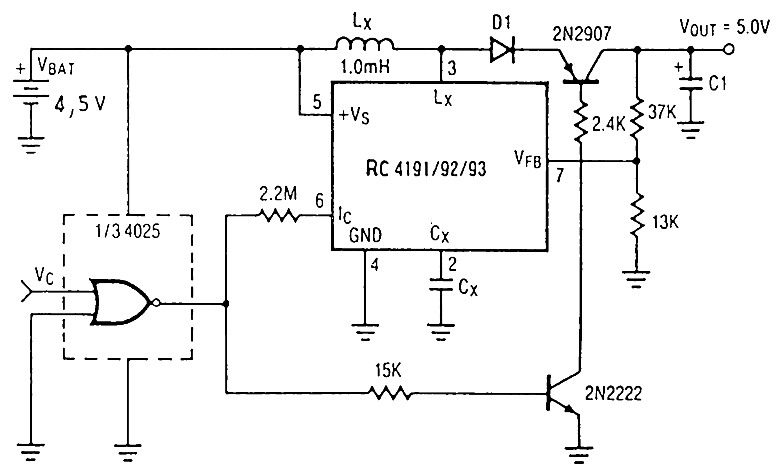
Tant que la tension de la pile se maintient au-dessus de 7,5 V, le régulateur reste au repos (consommation 150 µA). Ensuite, il fournit 7 V à la sortie, jusqu'à ce que la tension de la pile arrive à 2,4 V. A 5 V, le débit maximal est de 10 mA et le rendement de 80 %. [Linear Integrated Circuits, *Raytheon*, p. 11-18.]

161. — Prolongement de la vie d'une pile.



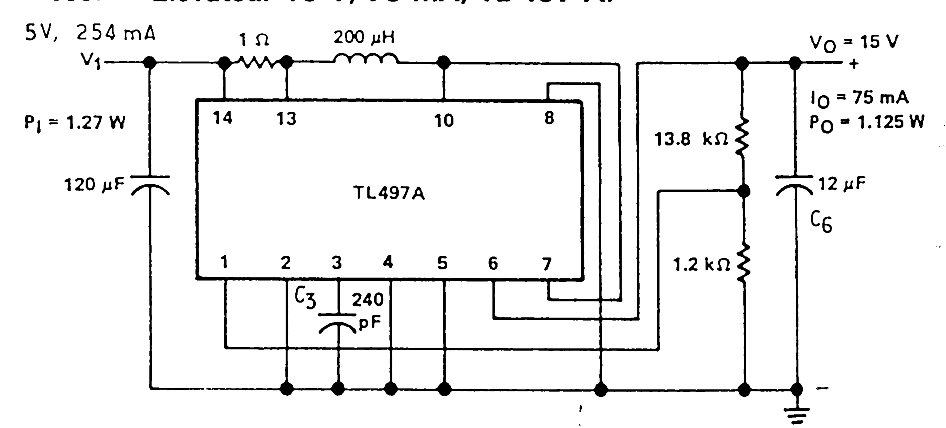
Même principe que précédemment, mais avec une forte réduction du courant de repos du fait de la commande du convertisseur par un comparateur MAX 8212. La tension minimale est de 3 V. MAX 630 et RC 4193 sont largement identiques. [Documentation *MAXIM*. — *Electronique Radio Plans* N° 104, p. 43 à 49.]

162. — Alimentation de secours 5 V, 50 mA.



La porte CMOS CD 4025 assure à la fois la polarisation du régulateur (broche 6) et celle des transistors de commutation. Ainsi, l'intensité de repos reste inférieure à 1 μA. [Linear Integrated Circuits, *Raytheon*, p. 11-17.]

163. — Elévateur 15 V, 75 mA, TL 497 A.

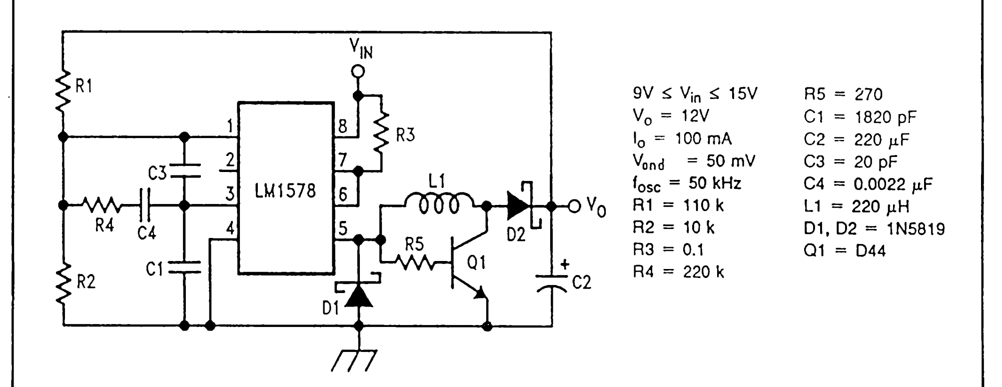


L'intensité de crête, à l'entrée, est $I_P = 2\, I_O(1 + V_O/V_1)$, soit 0,6 A environ. S'étant imposé une valeur de L (50 à 500 μH), on détermine $t_{on} = L\, I_P/V_1$, C_3 (pF) $= 12\, t_{on}$, $R_1 = V_O - 1{,}2$ (en kΩ). La valeur de C_6 dépend de la tension d'ondulation qu'on peut admettre. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 6-29 à 6 45.]

164. — Elévateur 30 V, 150 mA, ULN 8163 A.

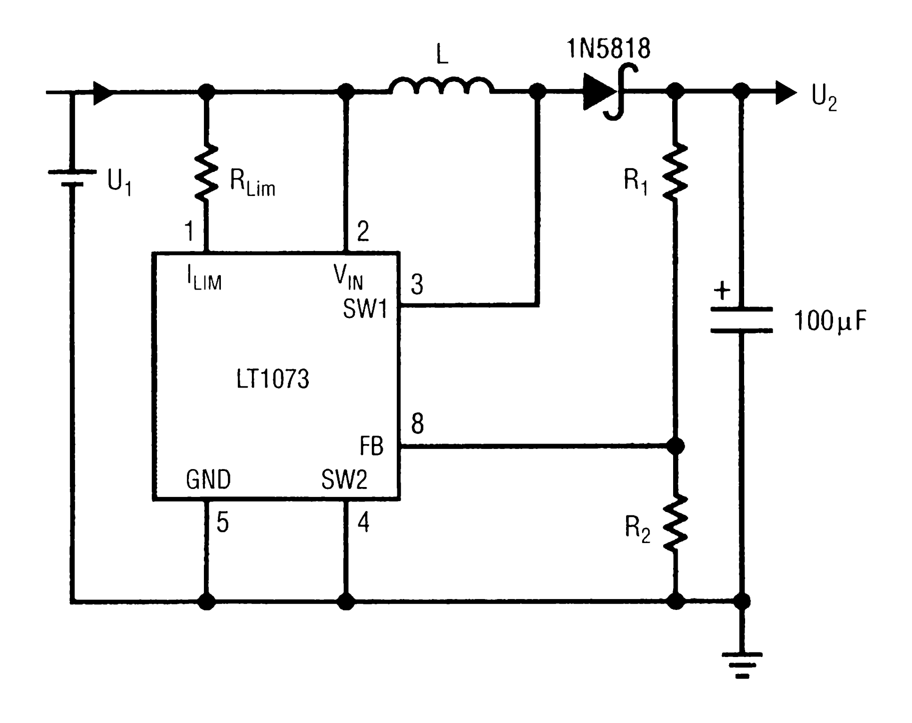
Notamment prévu pour applications automobile. Les broches 7 et 8 assurent respectivement la protection contre surintensités et surtensions, avec un seuil de 600 mV. Fréquence : 100 kHz (composants sur broches 15 et 16.). Equivalents PA 75 N 85 L : IR 520, MTP 10 N 10. [Integrated Circuits Data Book, *Sprague*, WR 504, 1987, p. 7-37.]

165. — Elévateur-réducteur avec LM 1578.



Fournit une tension de sortie de 12 V (0,1 A) pour une tension d'entrée pouvant être comprise entre 9 et 15 V. La référence interne (broche 1) est de 1 V. [Linear Datbook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-195 à 1-207.]

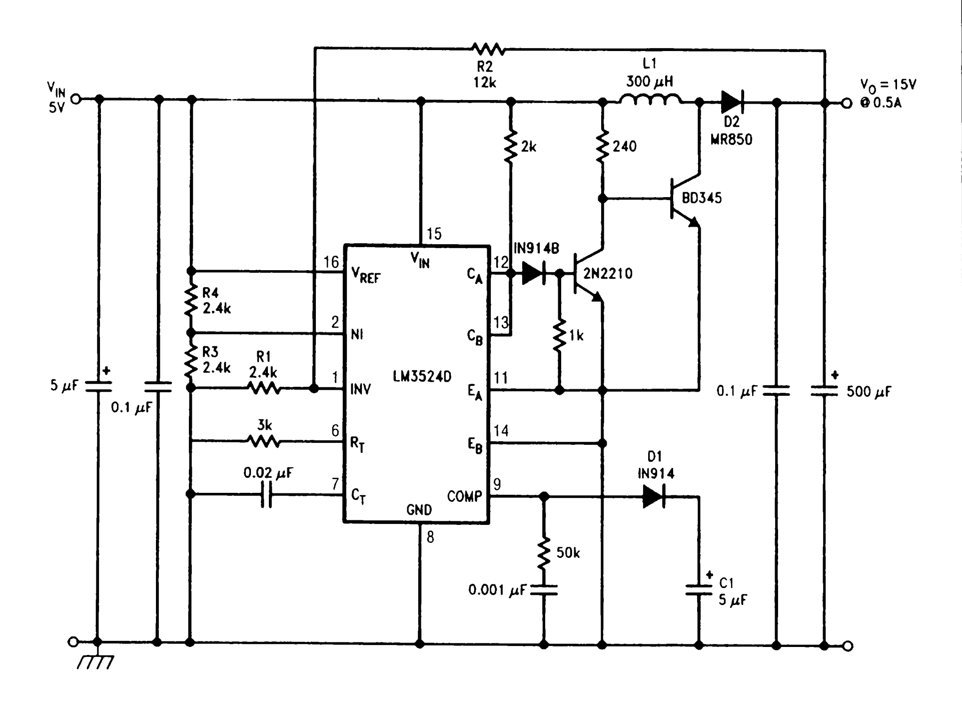
166. — Élévateurs de tension avec LT 1073.



Type	U_1 (V)	U_2 (V)	I_2 (mA)	R_{LIM} (Ω)	R_1 (kΩ)	R_2 (kΩ)	L (µH)
LT 1073	1,5	3	20	220	536	40,2	120
LT 1073	1,5	9	7	0	1000	24,3	120
LT 1073-12	1,5	12	5	0	0	∞	120
LT 1073-5	3	5	100	100	0	∞	68
LT 1073-12	3	12	35	100	0	∞	68
LT 1073	3	15	27	100	1000	14,3	68
LT 1073-12	5	12	130	50	0	∞	150
LT 1073	5	15	100	50	1000	14,3	150

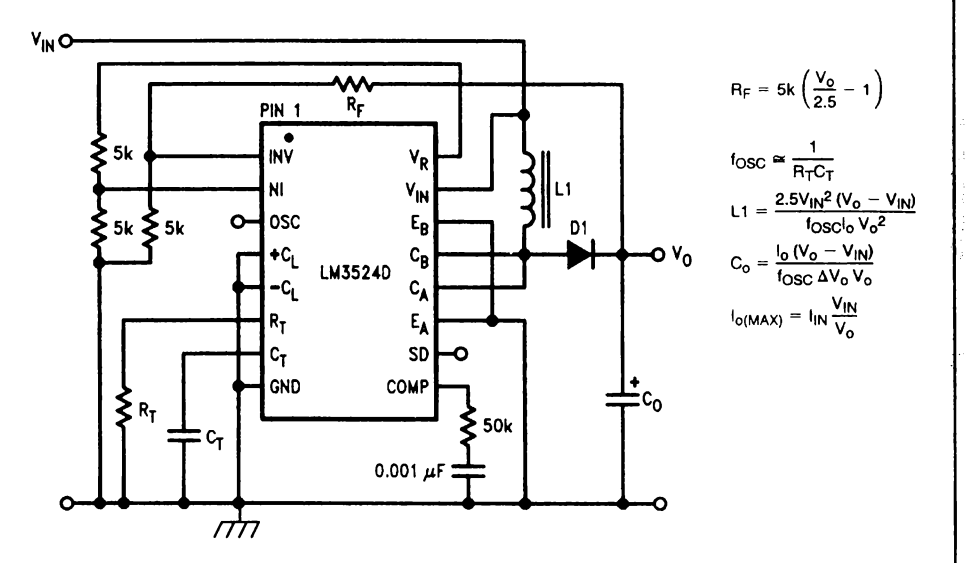
Dans le cas des types LT 1073-5 et LT 1073-12, la broche 8 accède à un diviseur interne. [Documentation *Linear Technology*.]

167. — Élévateur 5 V vers 15 V, 0,5 A, avec LM 3524 D.



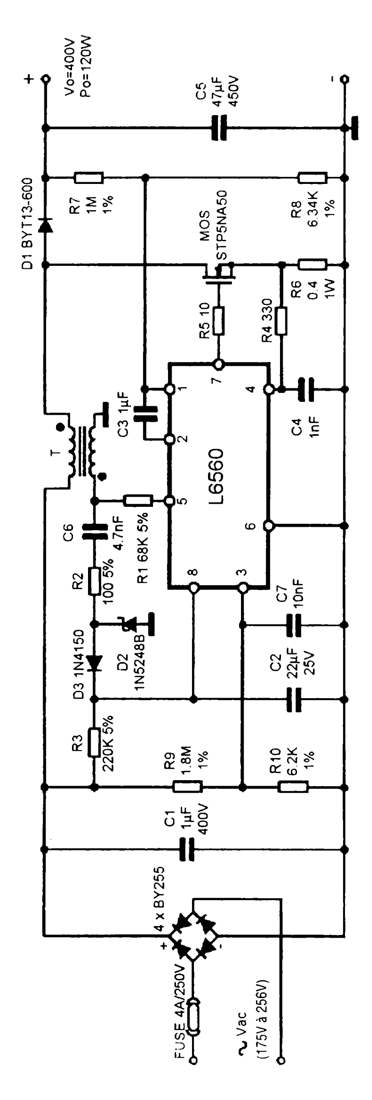
La tension d'entrée de 5 V sert de référence. On applique la moitié de cette tension à l'entrée de comparaison (NI) de l'amplificateur d'erreur. Les éléments D_1 et C_1 assurent un démarrage progressif. La tension de sortie est donnée par $V_O = (1 + R_2/R_1) \times V_{INV}$, avec $V_{INV} = 2{,}5$ V dans le cas de l'exemple. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 2-39.]

168. — Élévateur de tension avec LM 3524 D.



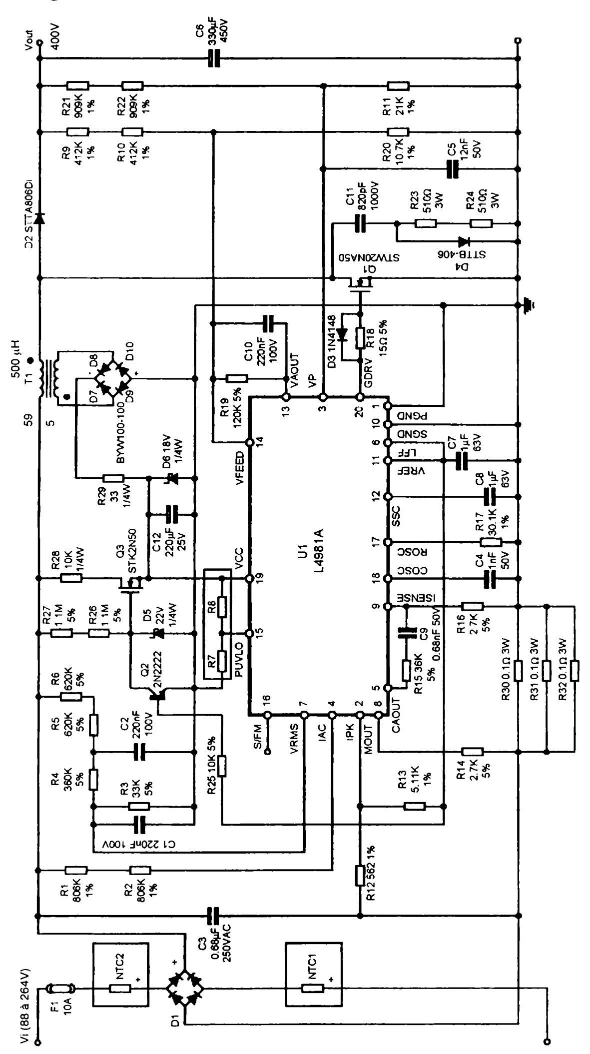
Utilisable pour des tensions d'entrée de 8 à 40 V et une intensité d'entrée maximale de 80 mA. Les formules pour le calcul des éléments sont données à côté du dessin. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 2-31.]

169. — Prérégulateur 400 V, 120 W avec L 6560.



Facteur de puissance élevé par utilisation d'un courant redressé non filtré. Transformateur : Noyau *Thomson-CSF* B 1 ET 2910 A (ETD 29 × 16 × 10 mm) ou *Orega* 473201 AB, primaire 90 spires fil divisé 10 × 0,2 mm, secondaire 7 spires 0,15 mm, entrefer 1,25 mm, inductance primaire 800 µH. [CD-ROM Data on disc, *SGS-Thomson*, 1997.]

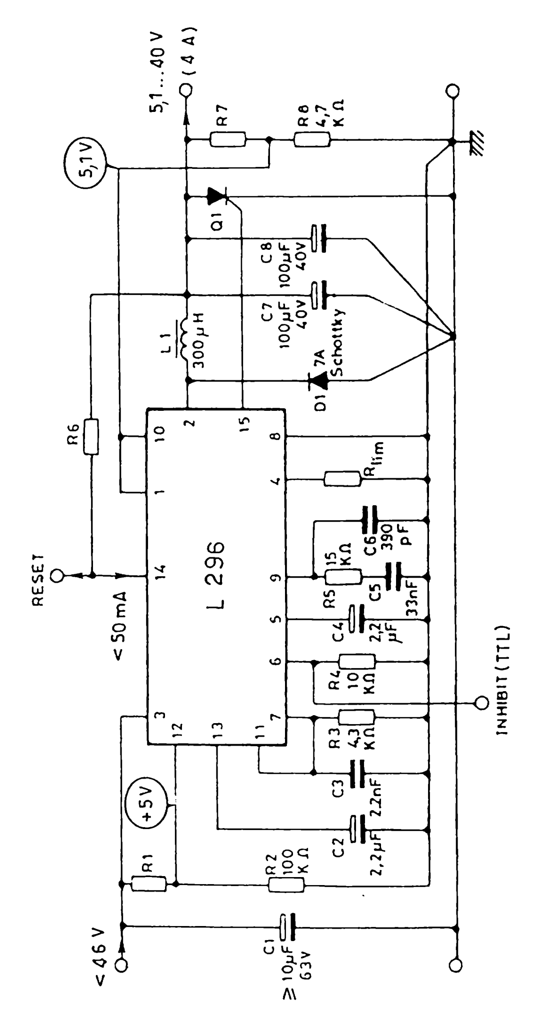
170. — Prérégulateur 400 V, 500 W avec L 4981 A.



Alimenté par un courant redressé non filtré, ce circuit présente un facteur de puissance élevé. Transformateur : primaire 59, secondaire 5 spires avec B_{max} = 0,36 T, A_{eff} = 211 × 10^{-6} m^2, entrefer 2,8 mm, noyau type ETD 4916 A, Ferrite 3 C 85. R_7 et R_8 définissent, au besoin, le seuil de coupure en cas de tension d'entrée (V_i) insuffisante. Autrement, la broche 15 reste ouverte. [CD-ROM Data on disc, *SGS-Thomson*, 1997.]

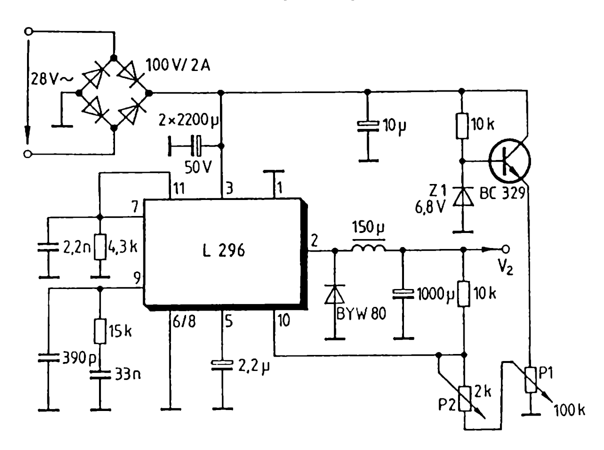
Alimentations à découpage, réducteurs de tension

171. — Régulateur protégé 5,1 à 40 V, 4 A, L 296.



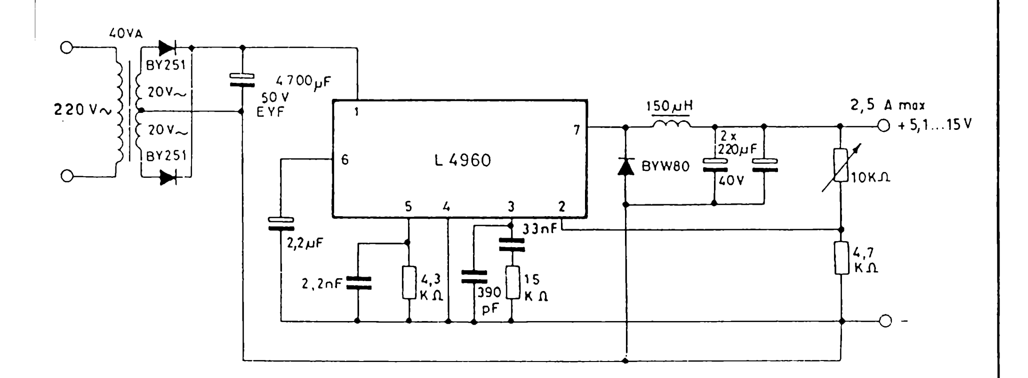
La sortie RESET signale, après un délai fixé par C_2, que la broche 12 a atteint sa tension nominale. La tension de sortie est fixée par R_7. Lorsque la tension sur broche 1 dépasse de 20 % sa valeur nominale, le thyristor Q_1 est actionné. La limitation interne d'intensité se réduit de 4,5 (min.) à 2,5 A (min.), lorsqu'on ajoute $R_{lim} = 22$ kΩ. L_1 : 65 sp. fil de 0,8 mm sur *Thomson* GUP 20 × 16 × 7, entrefer 1 mm. Fréquence de découpage : 100 kHz. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 111 à 133.]

172. — Alimentation 0 à 30 V, 4 A, L 269.



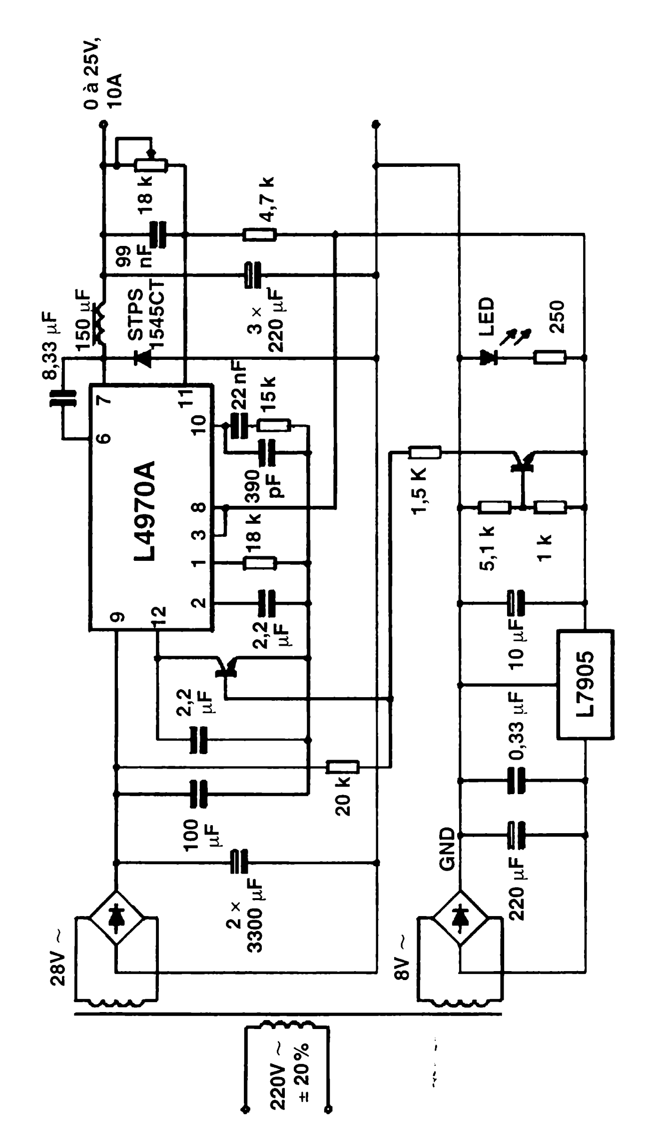
En connectant P_2 sur une tension positive, on peut obtenir des tensions de sortie inférieures à la référence interne, 5,1 V. Mise au point : Placer le curseur de P_1 sur la masse, ajuster P_2 sur 30 V en sortie. [Power Supply Application Manual, *SGS-Thomson*, 1985, p. 114. — *Elektronik*, Munich, N° 20/84, p. 106.]

173. — Alimentation 5,1 à 15 V, 2,5 A, L 4960.



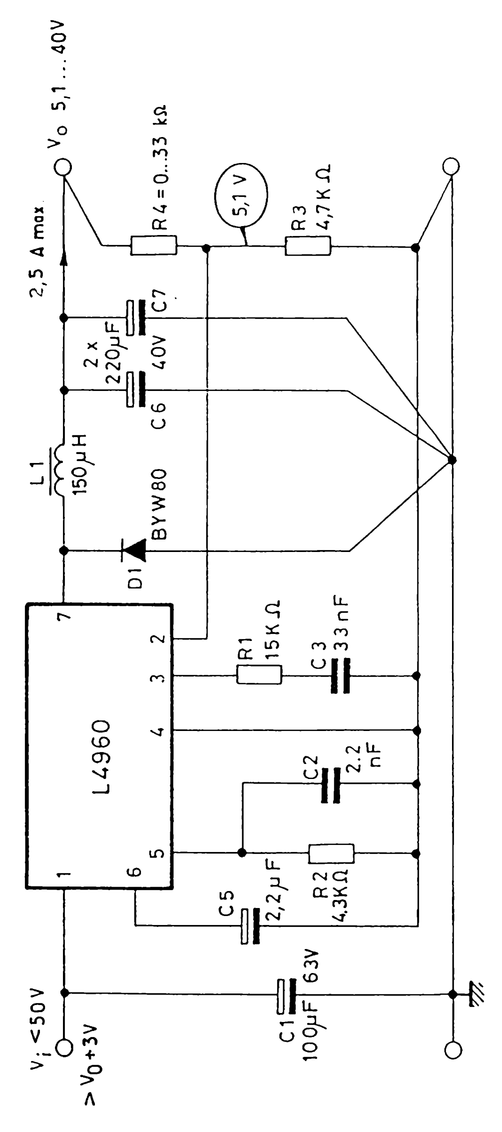
La variation résiduelle en sortie est de 10 mV pour une variation d'intensité de 1 à 2 A ainsi que pour une variation de 10 % de la tension d'entrée. Fréquence : 100 kHz. Limitation d'intensité : interne. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 213 à 255.]

174. — Alimentation ajustable 0 à 25 V, 10 A, avec L 4970 A.



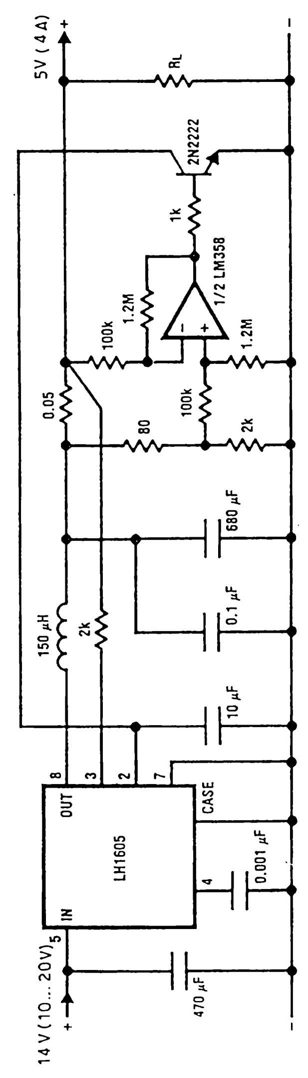
Le régulateur linéaire L 7905 fournit une tension auxiliaire. Inductance : 45 spires en fil de 1,3 mm sur noyau 77083-A 7 *Magnetics K*. [CD-ROM Data on disc, *SGS-Thomson*, 1997.]

175. — Régulateur 5,1 à 40 V, 2,5 A, L 4960.



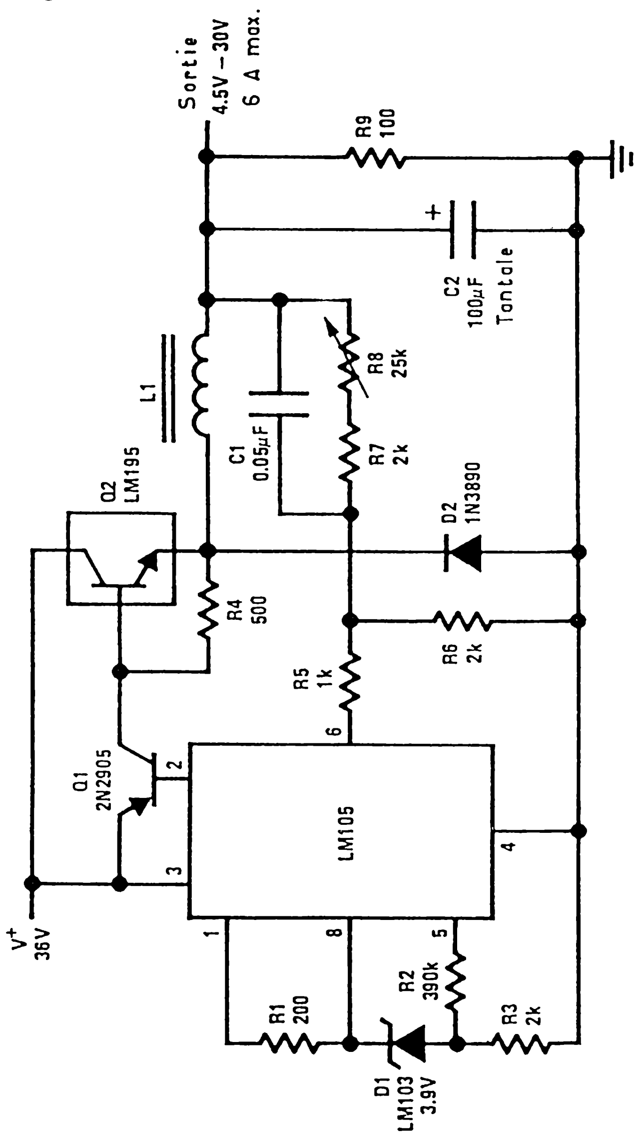
Variation de moins de 50 mV en sortie, pour 30 V à l'entrée, environ 0,2 % entre 0,5 et 2 A en sortie. Fréquence (déterminée par R_2) : 100 kHz. Seuil de limitation : 3 à 5,5 A. Courant résiduel en court-circuit : 30 mA. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 213 à 225.]

176. — Source 5 V, 4 A, avec LH 1605.



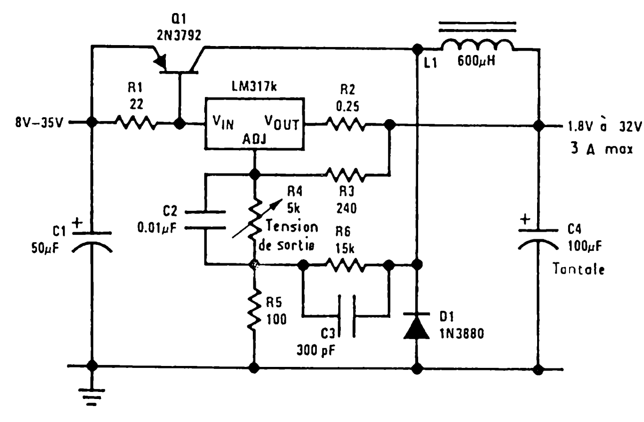
La limitation d'intensité (à délestage) fait appel à un amplificateur opérationnel et un 2 N 2222. Elle agit à partir de 5 A, l'intensité en court-circuit étant de 1 A. La fréquence de découpage, 25 kHz, est déterminée par le condensateur sur la broche 4. Le rendement est de 69 %.. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 934.]

177. — Régulateur 4,5 à 30 V, 6 A, LM 105.



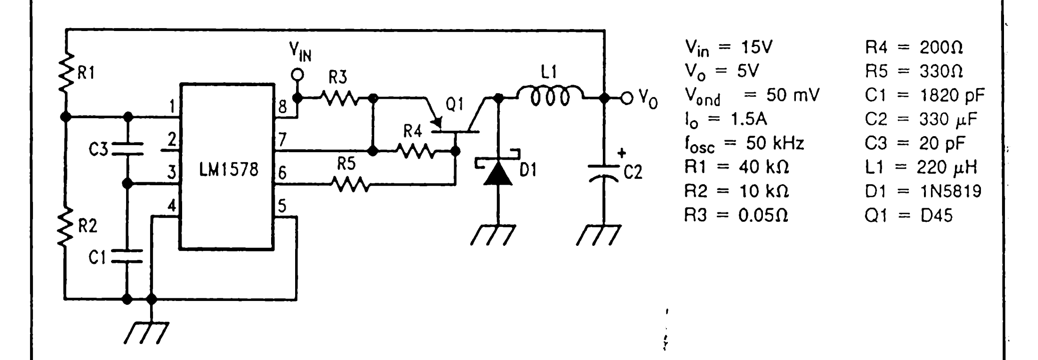
Le ballast Q_2 est constitué par quatre LM 195 en parallèle. Ces circuits intégrés sont équivalents à des transistors mais comportent une protection thermique. L_1 : 60 spires sur noyau *Arnold* A-083081-2. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor,* 1986, p. 365.]

178. — Régulateur 1,8 à 32 V, 3 A, LM 317.



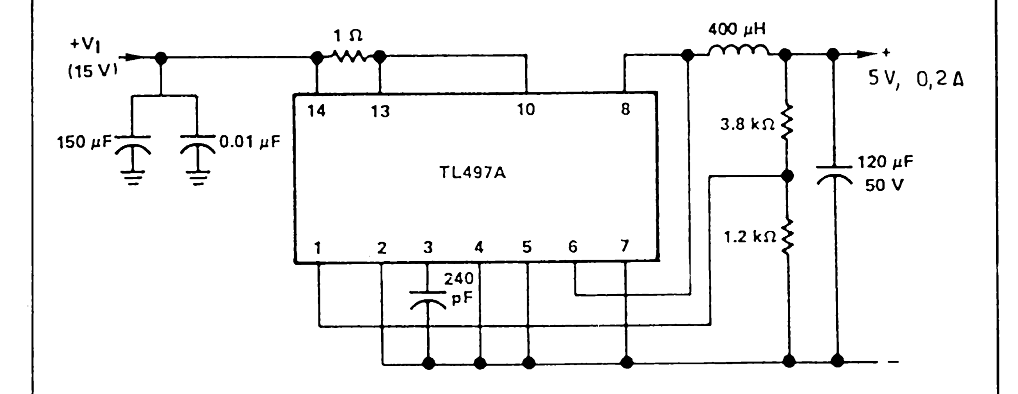
Le LM 317 reçoit une réaction par R_6. La rectangulaire prenant ainsi naissance aux bornes de R_5 fait fonctionner le régulateur par tout ou rien. Ce circuit ne comporte pas de protection contre le court-circuit. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 456.]

179. — Réducteur 15/5 V, 1,5 A, LM 1578.



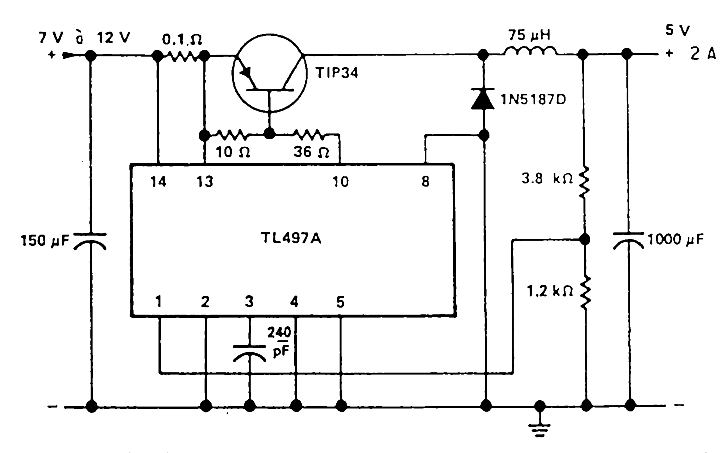
En modifiant R_1, on peut adapter le montage à des valeurs de tension légèrement différentes. [Linear Datbook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-195 à 1-207.]

180. — Réducteur 5 V, 0,2 A, TL 497 A.



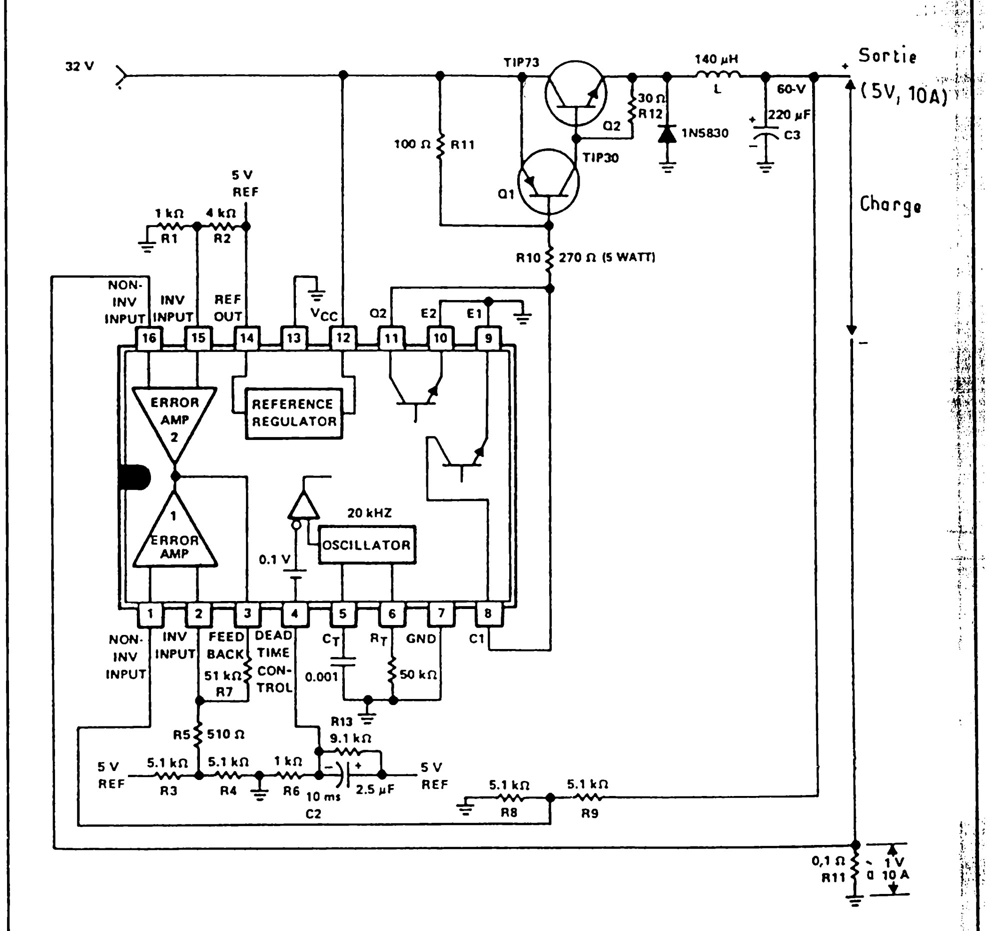
L'ondulation résiduelle est de 50 mV, l'écart de la tension de sortie de 0,4 % environ en fonction de variations de la charge. Le seuil de limitation d'intensité est donné par 0,7 V entre broches 13 et 14. La tension de référence du comparateur est de 1,2 V. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 6-29 à 6 45.]

181. — Réducteur 5 V, 2 A, TL497 A.



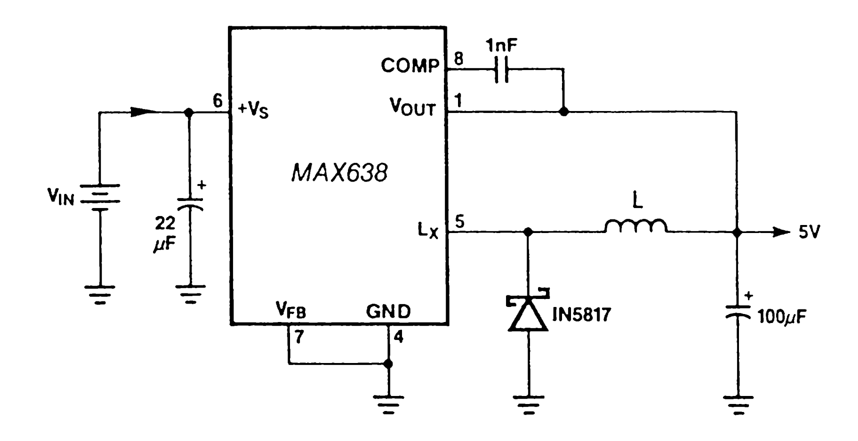
La diode intégrée du régulateur (entre broches 6 et 7) est remplacée par un composant externe. Le seuil de limitation d'intensité est donné par 0,7 V entre broches 13 et 14. La tension de référence du comparateur est de 1,2 V. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 6-29 à 6 45.]

182. — Réducteur 50 W, avec TL 594.



La limitation d'intensité est assurée par l'un des amplificateurs d'erreur (2), lequel compare la chute sur R_{11} avec une tension de référence (1 V) obtenue sur R_1. La fréquence d'oscillation est de 20 kHz et le rendement voisin de 70 %. Le démarrage sera d'autant plus lent que la valeur de C_2 est plus forte. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 6-17.]

183. — Réducteur 5 V avec MAX 638.

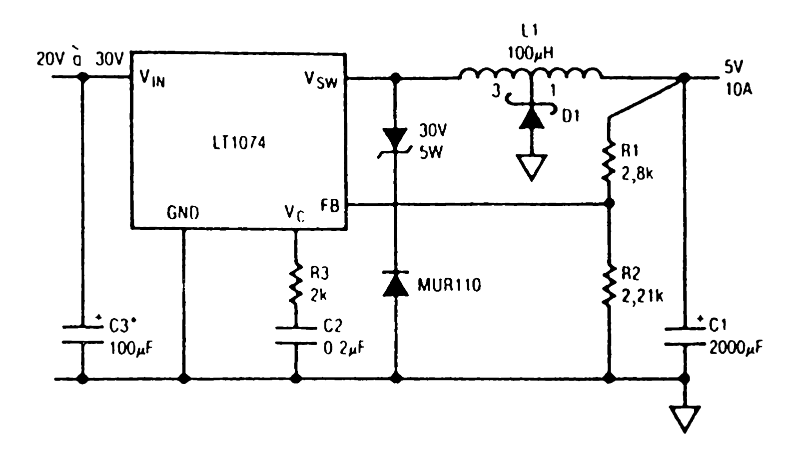


	V_{IN} (V)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (mA)	Rendem. (%)	I_{pk} (mA)	Type No.*	L µH	Ω
MAX638	7-9.5	5	35	92	200	7070-27	150	0.4
	8-9.5	5	55	89	200	7070-27	150	0.4
	10-14	5	50	92	300	7070-30	270	0.6
	12	5	60	92	250	7070-30	270	0.6
	12	5	75	89	300	7070-28	180	0.5

* Caddell-Burns, NY, (516) 746-2310

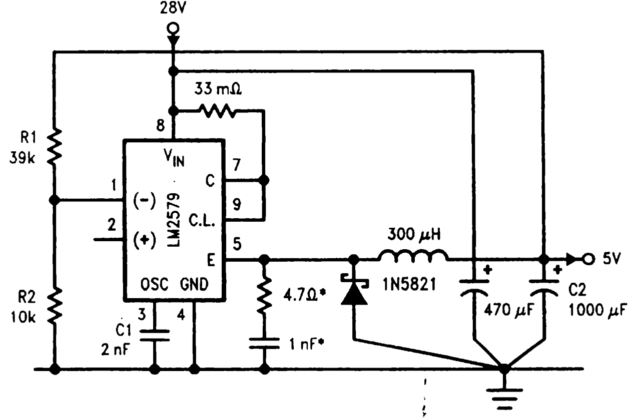
La tension de sortie est déterminée par un régulateur interne. Le tableau donne les valeurs de l'inductance. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 76.]

184. — Régulateur 5 V, 10 A, LT 1074.



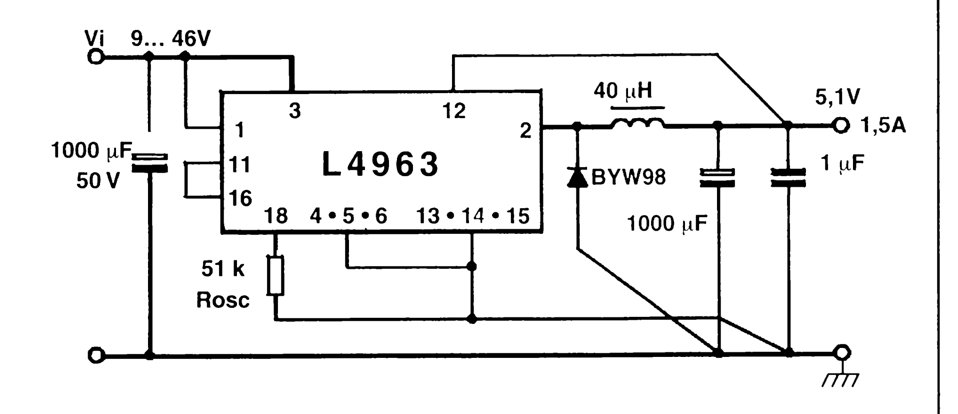
En modifiant les données du montage, on peut obtenir des tensions de sortie comprises entre 2,5 et 50 V. La régulation se fait par largeur d'impulsion, sur 100 kHz. [Documentation *Linear Technology*, Publication *Electron Tekelec*, novembre 1989.]

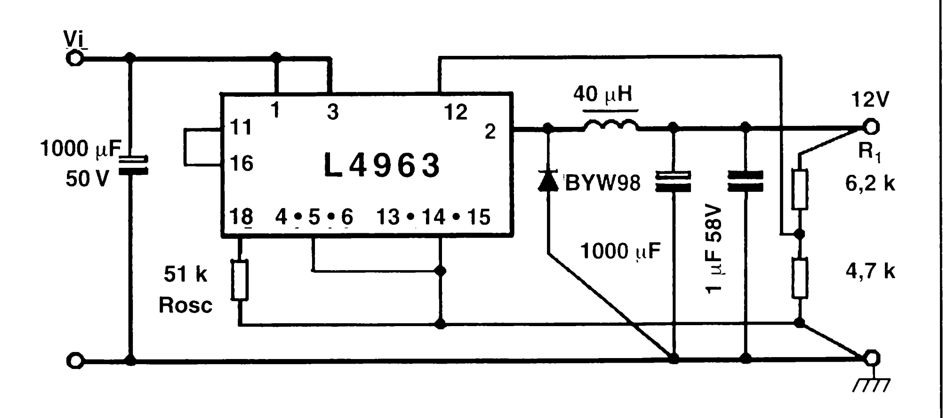
185. — Réducteur 28 V vers 5 V, 2,5 A, avec LM 2579.



La fréquence d'oscillation, environ 40 kHz, est déterminée par C_1. * Ces éléments empêchent une oscillation parasite, pouvant se produire lorsque la charge se trouve connectée sur l'émetteur du transistor de commutation contenu dans le circuit intégré. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 2-82.]

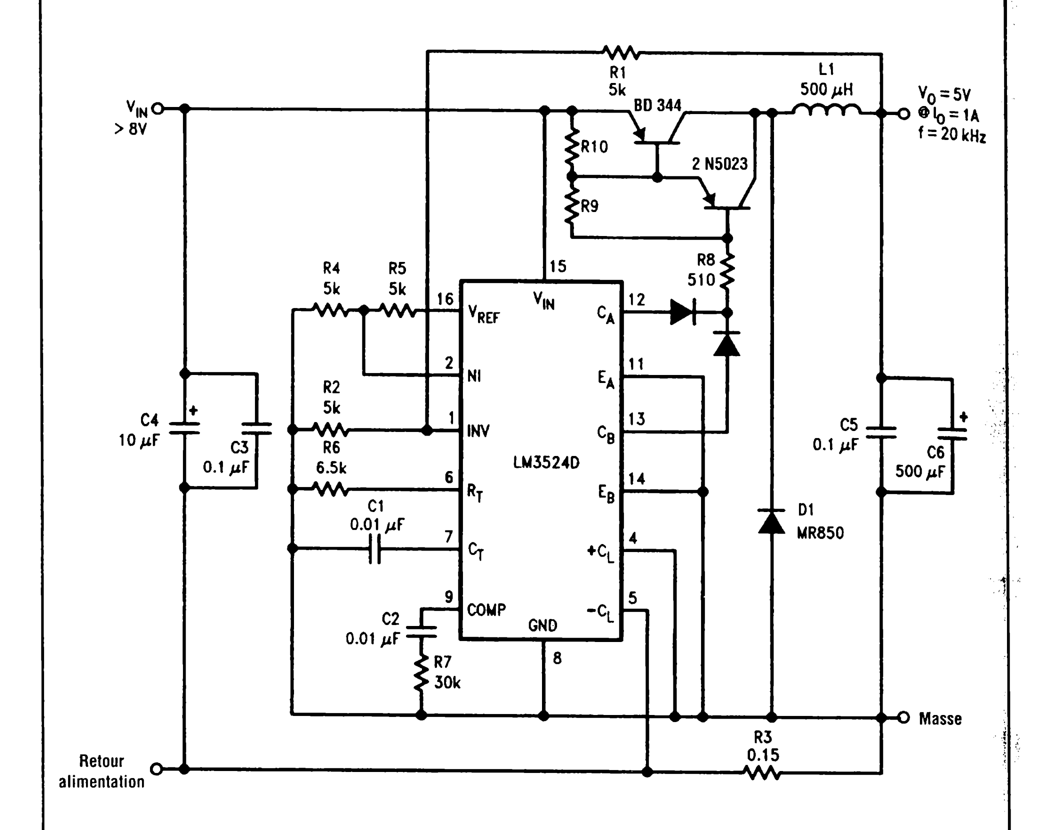
186. — Réducteur délivrant 5,1 à 24 V, L 4963.





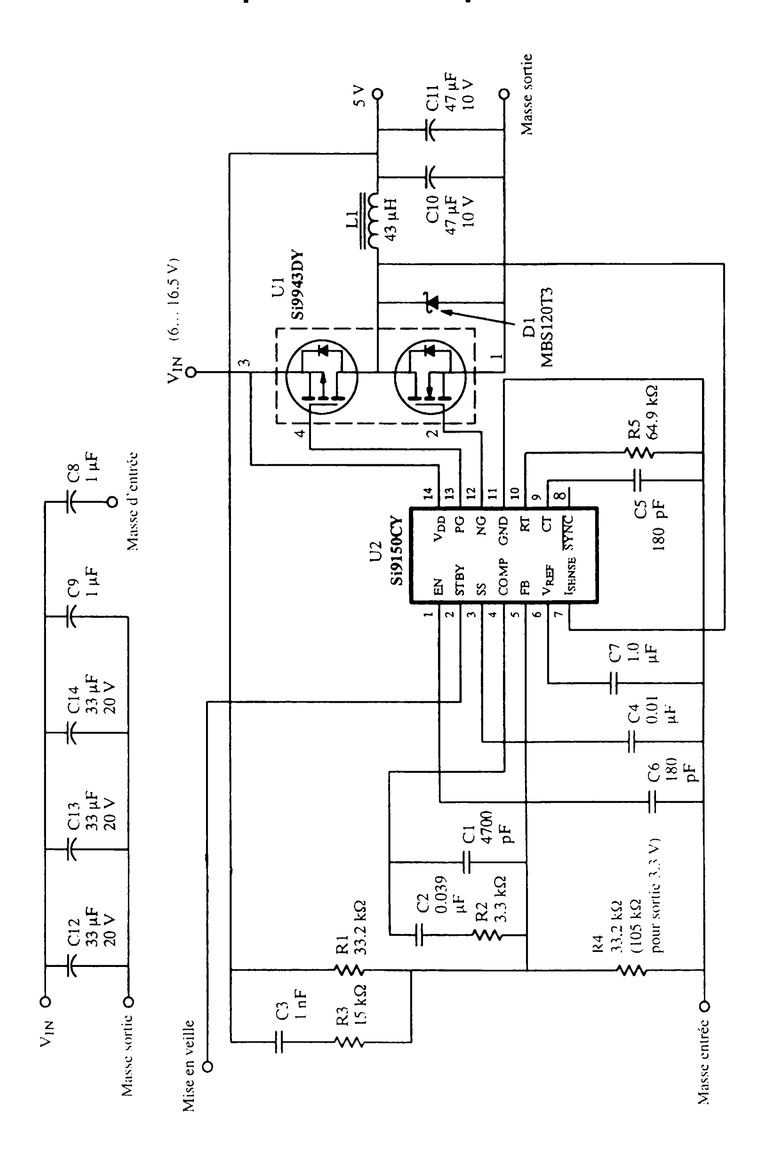
Travaillant avec une référence interne de 5,1 V, le L 4963 n'a pas besoin de diviseur de référence, si c'est cette valeur de tension qu'on désire obtenir à la sortie. Autrement, le point médian de ce diviseur est à connecter sur la broche 12, les valeurs de R_1 étant respectivement de 9,1, 12 et 18 kΩ pour des tensions de sortie de 15, 18 et 24 V. La valeur indiquée pour R_{osc} correspond à une fréquence d'oscillation de 45 à 80 kHz. [CD-ROM Data on disc, *SGS-Thomson*, 1997.]

187. — Réducteur de tension, 5 V, 1 A, avec LM 3524 D.



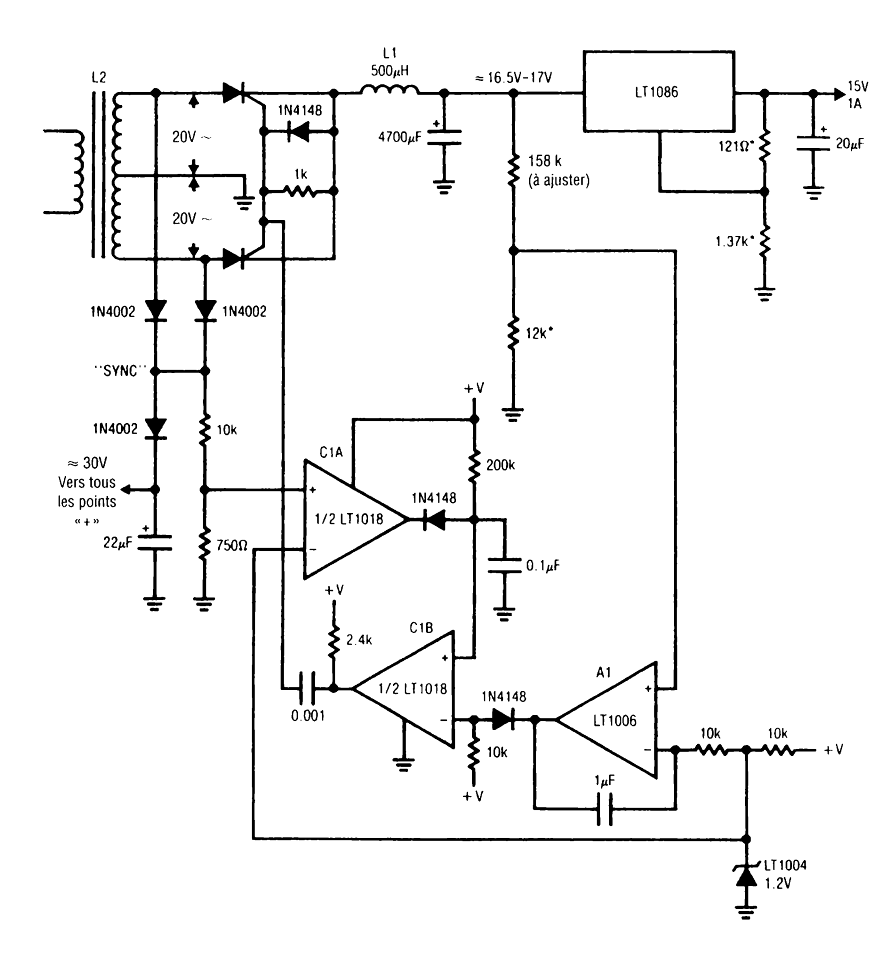
Un diviseur (R_4, R_5) applique la moitié de la tension de référence (5 V) à l'entrée de comparaison (NI) de l'amplificateur d'erreur. La tension de sortie est ainsi $V_O = V_{NO}$ (1 + R_1/R_2). L'inductance est constituée par 40 spires sur un tore de Ferroxcube K 300502. R_3 limite l'intensité de sortie à 200 mV/R_3, soit 1,3 A avec les valeurs du schéma. Le rendement est de 80 %, l'ondulation résiduelle de 10 mV crête à crête. Pour une tension d'entrée évoluant de 10 à 20 V, celle de sortie varie de 6 mV. Cette variation est de 3 mV pour une intensité de charge évoluant entre 0,2 et 1 A. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 2-35.]

188. — Alimentation pour ordinateur portable, 3,3 ou 5 V



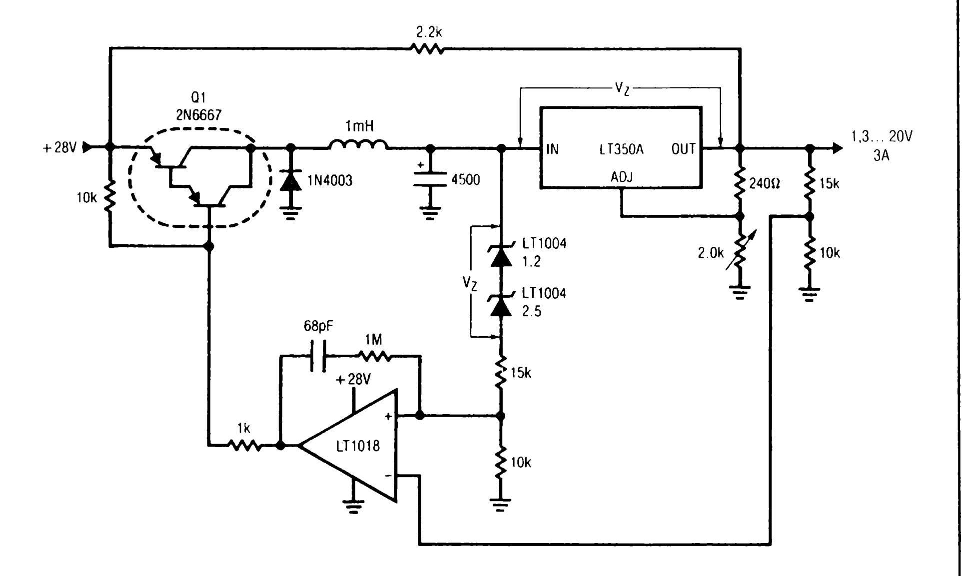
Utilisable avec une batterie NiCd de 6 à 10 éléments. La tension de sortie dépend de la valeur de R_4. L'intensité de sortie se trouve limitée à 1,5... 2 A. [CD-ROM *TEMIC*, note d'application AN 710, 1997.]

189. — Prérégulateur à thyristors.



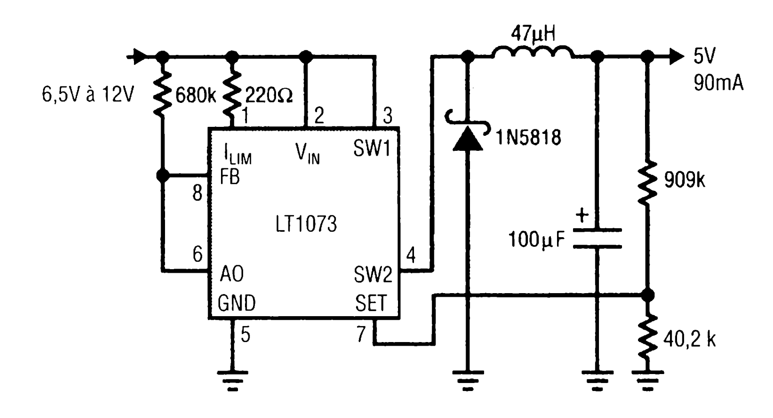
A_1 compare une fraction de la tension d'entrée du LT 1086 avec la référence (LT 1004). C_{1A} génère une rampe 50 Hz, à partir de laquelle C_{1B} élabore, à l'aide de la tension d'erreur fournie par A_1, l'impulsion de commande appliquée aux thyristors. [Note d'application AN 32, *Linear Technology*.]

190. — Prérégulateur à découpage pour LT 350.



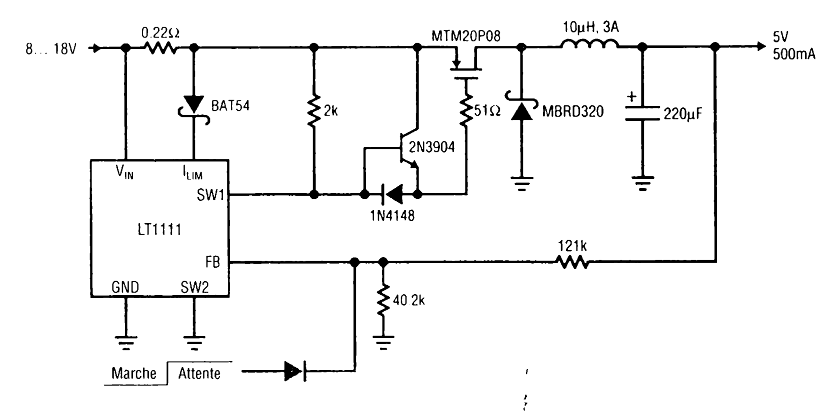
Utilisant un amplificateur opérationnel comme multivibrateur, le régulateur à découpage maintient la différence de tension aux bornes du régulateur linéaire (V_Z) égale à 3,7 V, indépendamment de la tension de sortie demandée. [Note d'application AN 2, *Linear Technology*.]

191. — Réducteur 9 V vers 5 V avec LT 1073.



Le niveau des perturbations rayonnées reste réduit, si on utilise, en sortie, un condensateur de filtrage à faible résistance série. Le rendement est de 80 % et l'intensité de repos de 130 µA. [Note d'application *Linear Technology.*]

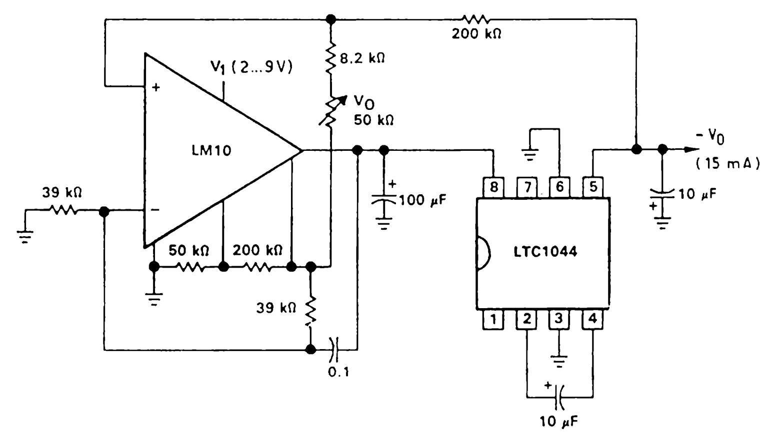
192. — Réducteur avec LT 1111 et transistor MOS.



Le circuit est conçu pour une tension nominale d'entrée de 12 V. Le transistor MOS de puissance doit être capable d'une intensité de crête supérieure à 3 A. La commande marche/attente agit sur l'amplificateur d'erreur intégré. [Note d'application *Linear Technology.*]

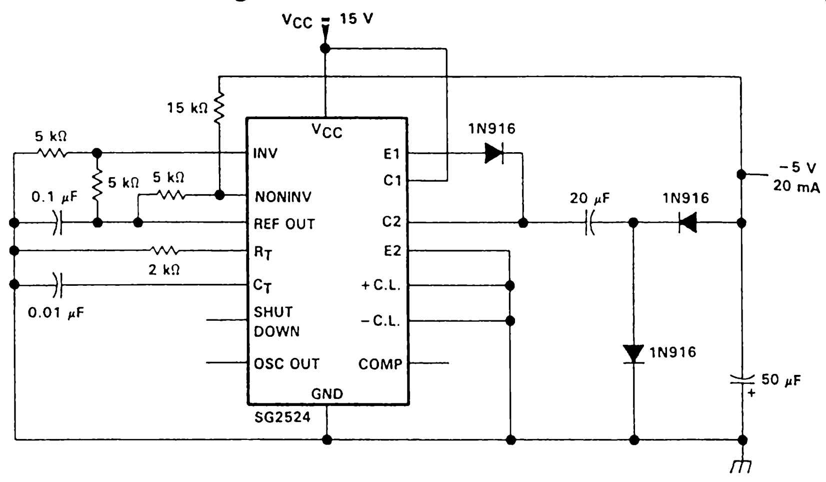
Alimentations à découpage, inverseurs de polarité

193. — Régulation d'un inverseur sans inductance.



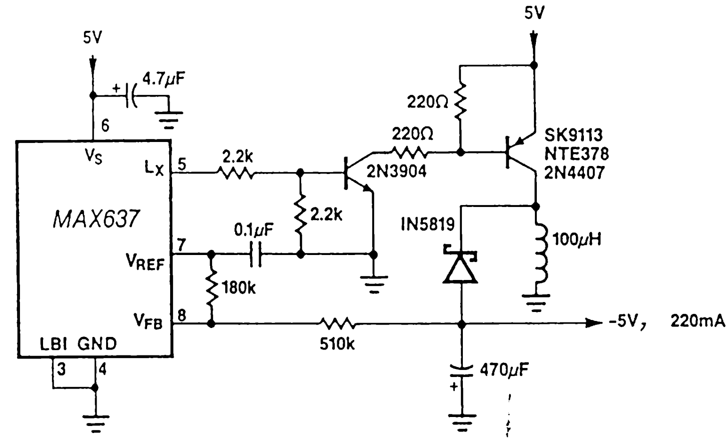
L'alimentation du convertisseur LTC 1044 se fait avec une tension régulée par l'amplificateur opérationnel. En valeur absolue, la tension d'entrée V_1 doit être d'au moins 0,5 V supérieure à celle de sortie. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-73.]

194. — Inverseur régulé sans inductance, SG 2524.



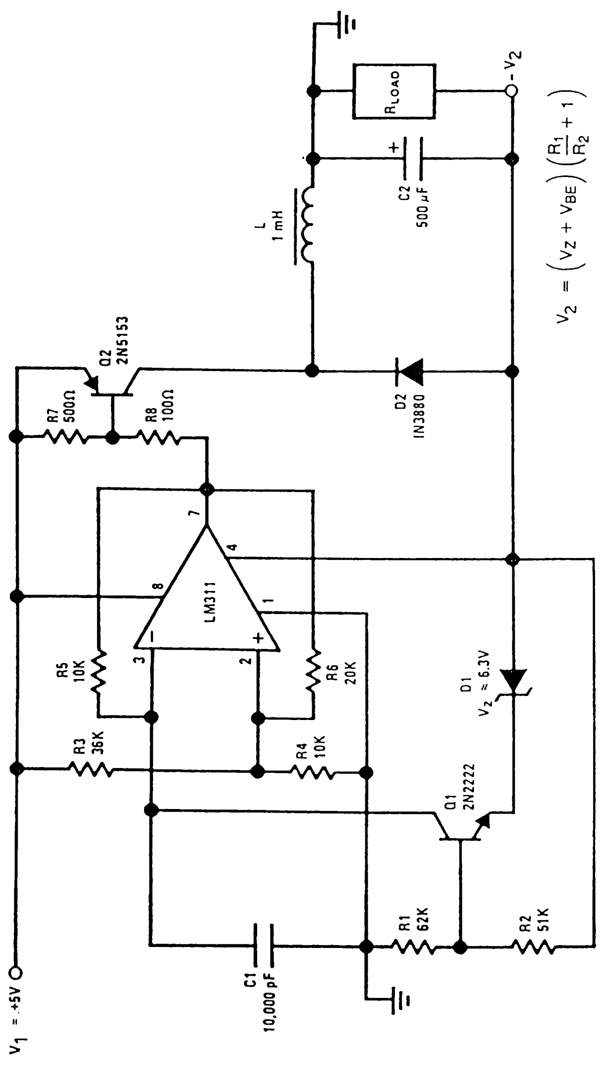
La grandeur alternative issue de la broche C2 fait l'objet d'un redressement par doubleur de tension. La tension de sortie commande la boucle de régulation. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-99.]

195. — Inverseur 5 V, 220 mA, MAX 637.



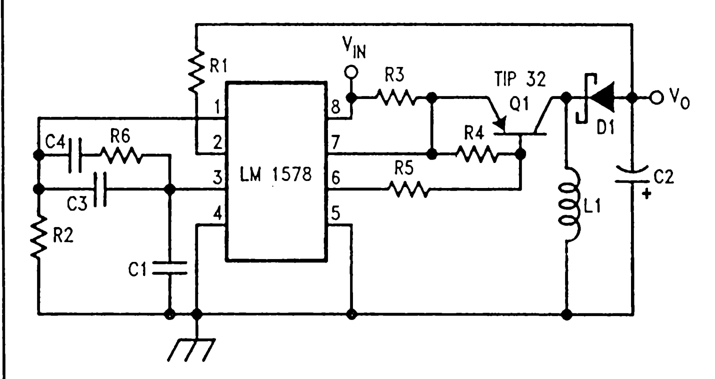
Le 2 N 3904 sert à intervertir le signal de la broche L_X et à commander un PNP de moyenne puissance. La régulation passe par la broche V_{FB}. En y connectant un diviseur 82 kΩ/1,5 MΩ, on obtient —24 V, 40 mA en sortie. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 80.]

196. — Source négative 15 V, 0,2 A, LM 311.



Le LM 311 fonctionne comme multivibrateur astable. Sa fréquence (6 kHz environ) est déterminée par C_1 et R_5. Son rapport cyclique est commandé par Q_1. Le rendement atteint 75 %, l'ondulation résiduelle est de 0,1 V sous 200 mA, la tension de sortie varie de moins de 3 % lorsque celle d'entrée passe de 5 à 10 V ou lorsque la charge passe de 0 à 100 mA [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor,* 1986, p. 1123.]

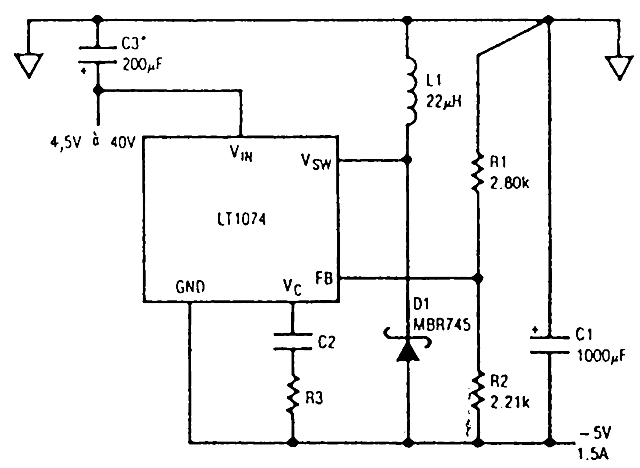
197. — Elévateur inverseur, -15 V, 0,3 A, LM 1578.



V_{in} = 5V
V_o = −15V
V_{ond} = 5 mV
I_o = 300 mA, I_{min} = 60 mA
f_{osc} = 50 kHz
R1 = 160 kΩ R2 = 10 kΩ
R3 = 0.01 Ω R4 = 190Ω
R5 = 82Ω R6 = 220 kΩ
C1 = 1820 pF
C2 = 1000 µF
C3 = 20 pF
C4 = 0.0022 µF
L1 = 150 µH
D1 = 1N5818

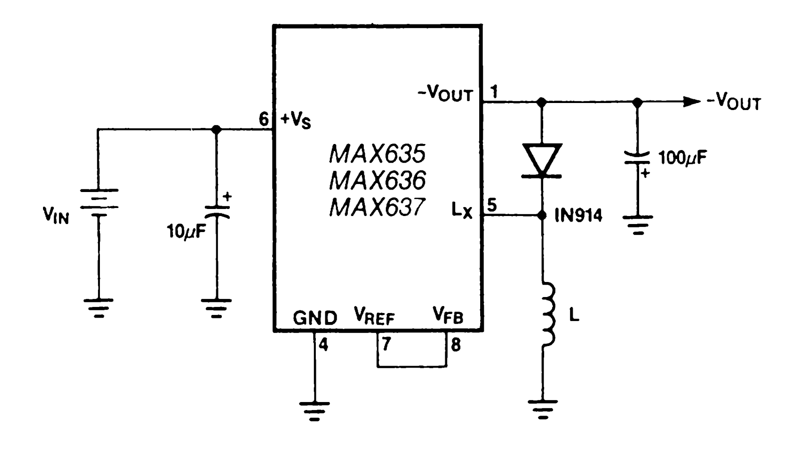
La fréquence est déterminée par les composants sur la broche 3. La limitation agit à partir d'une tension de 110 mV aux bornes de R_3. [Linear Datbook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-195 à 1-207.]

198. — Régulateur négatif 5 V, 1,5 A, LT 1074.



La régulation se fait par largeur d'impulsion, sur 100 kHz. Le transistor de commutation interne supporte 60 V, 5 A. [Documentation *Linear Technology*, Publication *Electron Tekelec*, novembre 1989.]

199. — Inverseurs de faible puissance, MAX 635/6/7.

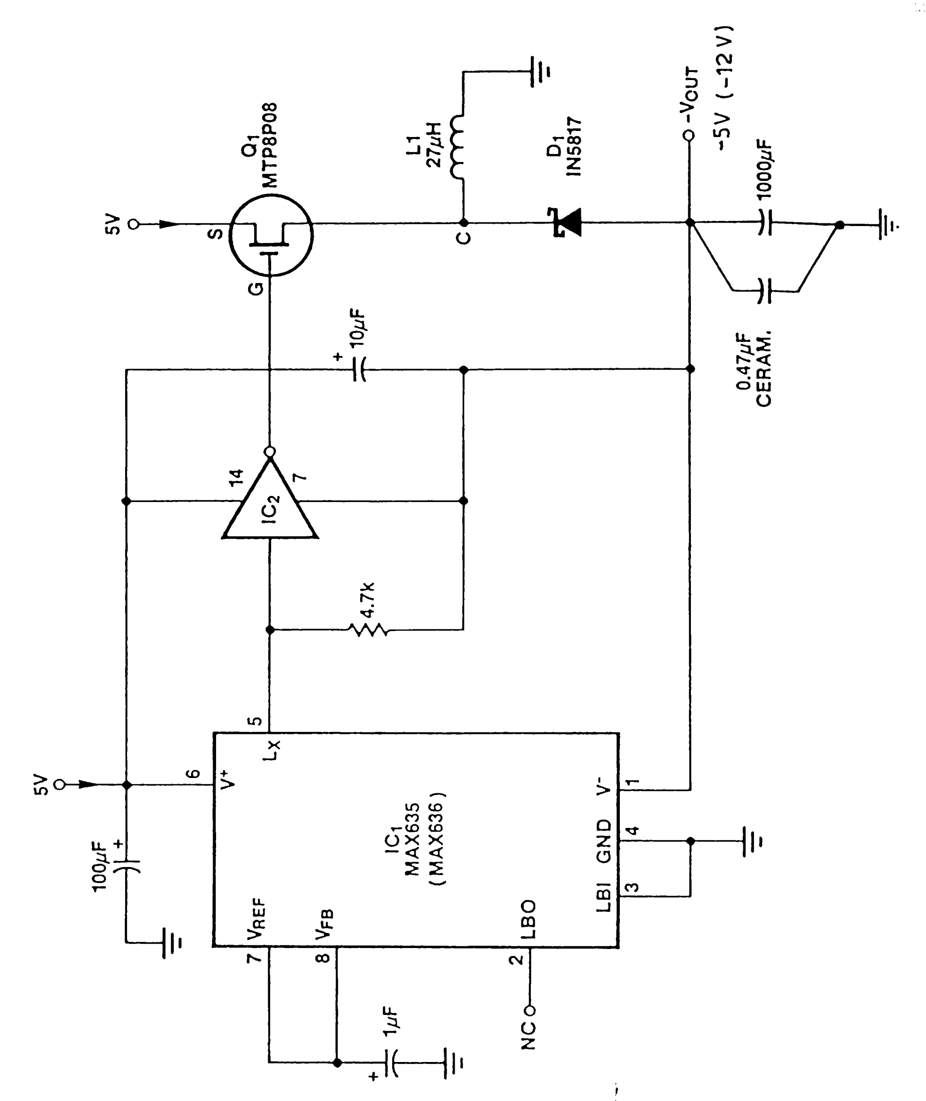


	VIN (V)	VOUT (V)	IOUT (mA)	Rendem. (%)	Type No.*	L µH	Ω
MAX635	+3	-5	5	60	6860-19	330	0.35
	+5	-5	25	76	6860-19	330	0.35
	+9	-5	40	79	6860-19	330	0.35
	+12	-5	45	85	6860-21	470	0.40
	+15	-5	50	90	6860-23	680	0.55
MAX636	+5	-12	12	74	6860-19	330	0.35
	+9	-12	30	84	6860-19	330	0.35
	+12	-12	40	89	6860-21	470	0.40
MAX637	+3	-15	2	65	6860-21	470	0.40
	+5	-15	8	77	6860-19	330	0.35
	+9	-15	25	85	6860-19	330	0.35

* Caddell-Burns, NY, (516) 746-2310

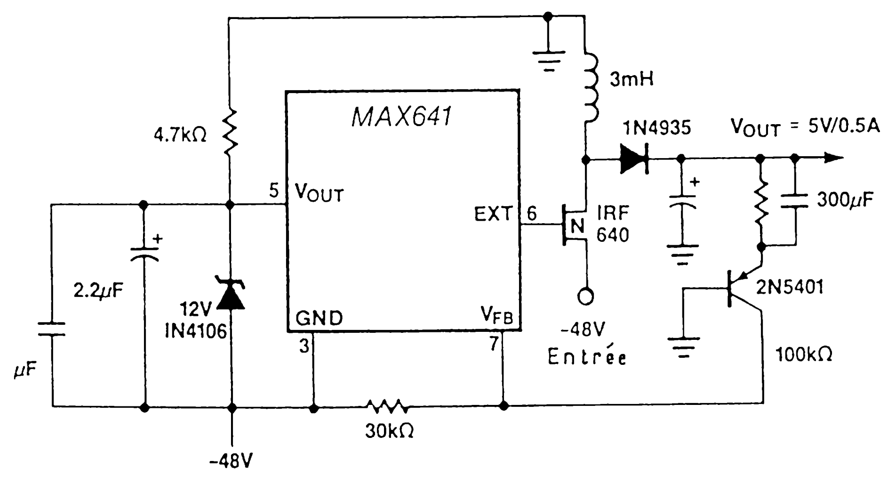
La tension de sortie est déterminée par un régulateur interne. Le tableau donne les valeurs de l'inductance. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 80.]

200. — Inverseurs de moyenne puissance, MAX 635/6.



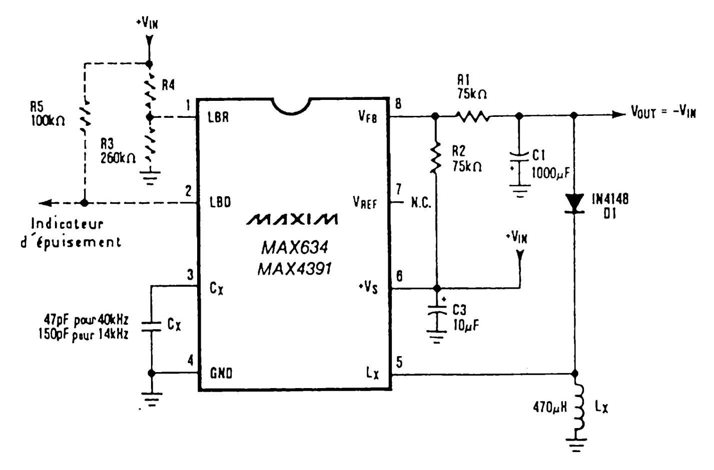
Avec les données du montage, on obtient 400 mA sous —5 V (MAX 635, rendement 70 %) ou 150 mA sous —12 V (MAX 636, rendement 75 %). Avec une diminution du rendement de 5 à 6 %, on dispose d'une intensité de sortie de 25 % plus forte, en utilisant $L_1 = 18$ µH. I_{C2} est constitué par 6 inverseurs CMOS connectés en parallèle. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 80.]

201. — Inverseur pour télécommunications, MAX 641.



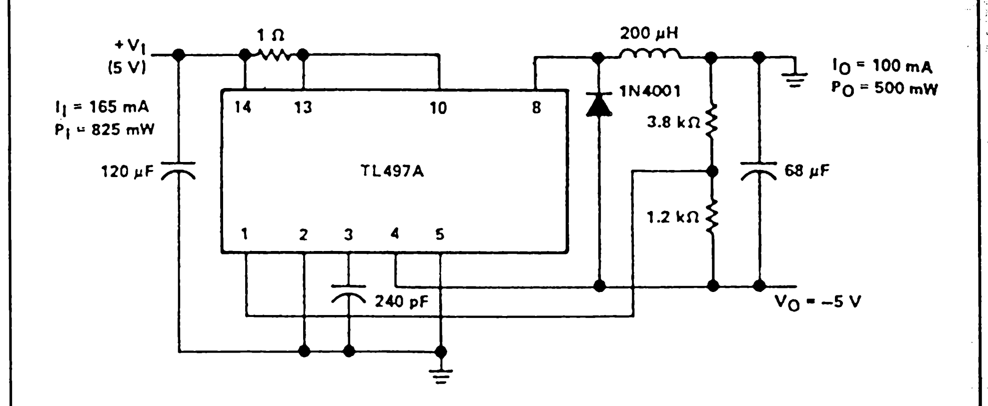
Produit 5 V, 0,5 A à partir d'une tension négative de 48 V. La broche V_{out} sert à stabiliser et à filtrer une tension de 12 V que le circuit produit pour la commande de gate du MOSFET. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 82.]

202. — Inverseur asservi sur l'entrée, MAX 634.



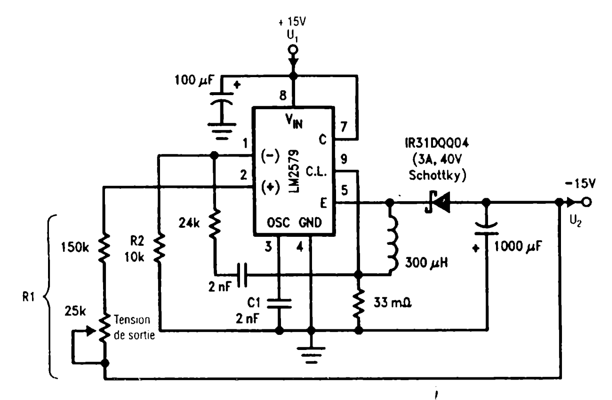
La régulation est effectuée, par le diviseur R_1/R_2, de façon que les tensions d'entrée et de sortie soient de même valeur absolue. On dispose de 30 mA sous 5 V et de 50 mA sous 9 V. [Documentation *MAXIM. — Electronique Radio Plans* N° 104, p. 43 à 49.]

203. — Inverseur 5 V, 100 mA, TL 497 A.



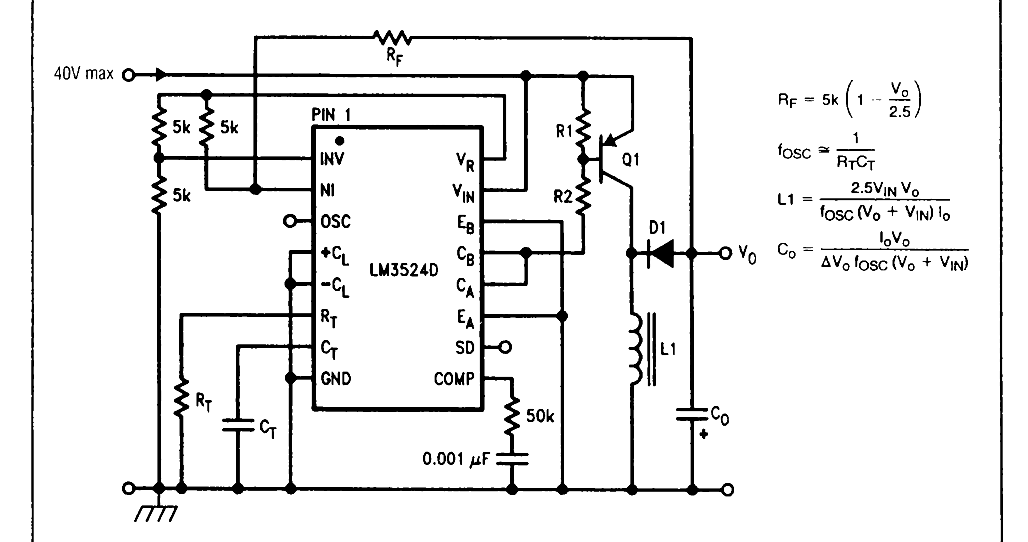
La diode intégré du régulateur (entre broches 6 et 7) ne peut être utilisée pour un inverseur. La tension d'ondulation est inférieure à 50 mW, le rendement atteint 61 %. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 6-29 à 6-45.]

204. — Inverseur de polarité, 15 V, 1 A, avec LM 2579.



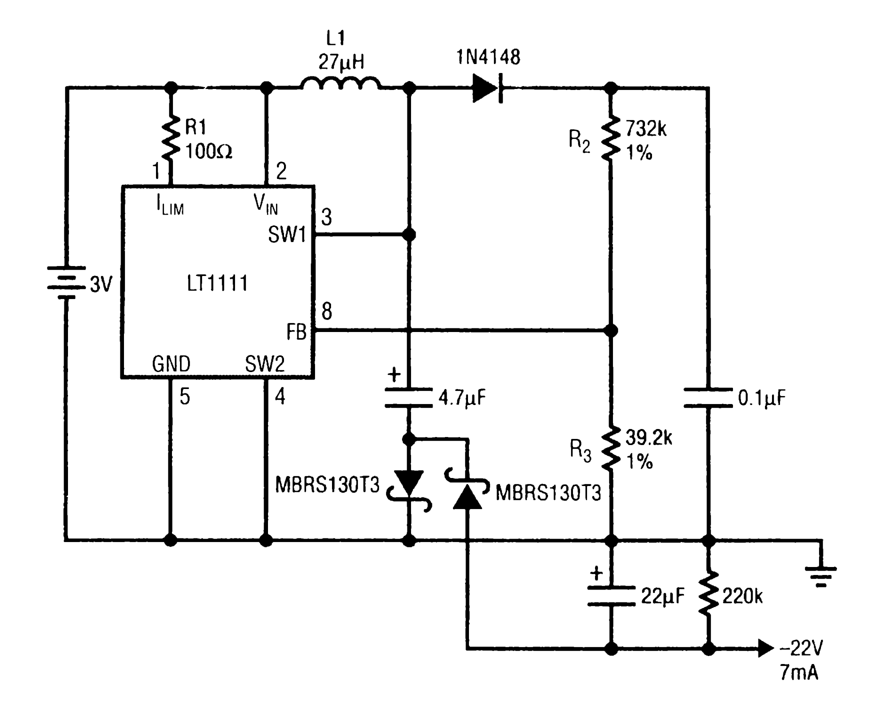
Pour des intensités de charge entre $I_L = 0{,}1$ et 1 A, la tension de sortie varie de 30 mV. Le rendement est de 75 %. En utilisant la valeur absolue de la tension de sortie, U_2, on peut calculer l'inductance par $L = U_1^2\ U_2/[\Delta\ I_L\ (U_1 + U_2)^2\ f_{osc}]$, si $\Delta I_L = 2\ I_{lmin}\ (U_1 + U_2)/U_1$ et $f_{osc} = 8 \times 10^{-5}/C_1$. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 2-85.]

205. — Inverseur de polarité, avec LM 3524 D.



Utilisable pour des tensions d'entrée d'au moins 8 V. Les formules pour le calcul des éléments sont données à côté du dessin. Les valeurs de R_1 et de R_2 sont à choisir en fonction du transistor utilisé et en respectant l'intensité maximale (200 mA) dont les sorties C_A et C_B sont capables. [General Purpose Linear Devices, *National Semiconductor*, page 2-33.]

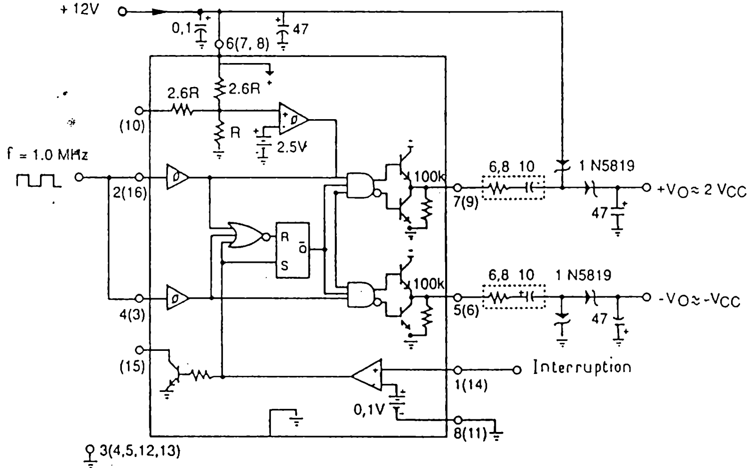
206. — Polarisation pour écran à cristaux liquides.



La tension de sortie peut être modifiée en agissant sur le diviseur R_2/R_3. Si on dispose d'une tension d'alimentation de 5 V on peut, avec R_1 = 47 Ω, obtenir – 22 V avec une intensité de 40 mA. [Documentation *Linear Technology*.]

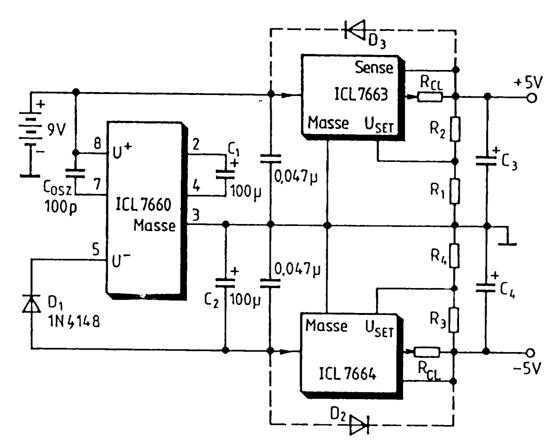
Alimentations à découpage et à sorties multiples

207. — Doubleur-inverseur sans inductance, MC 34152/153.



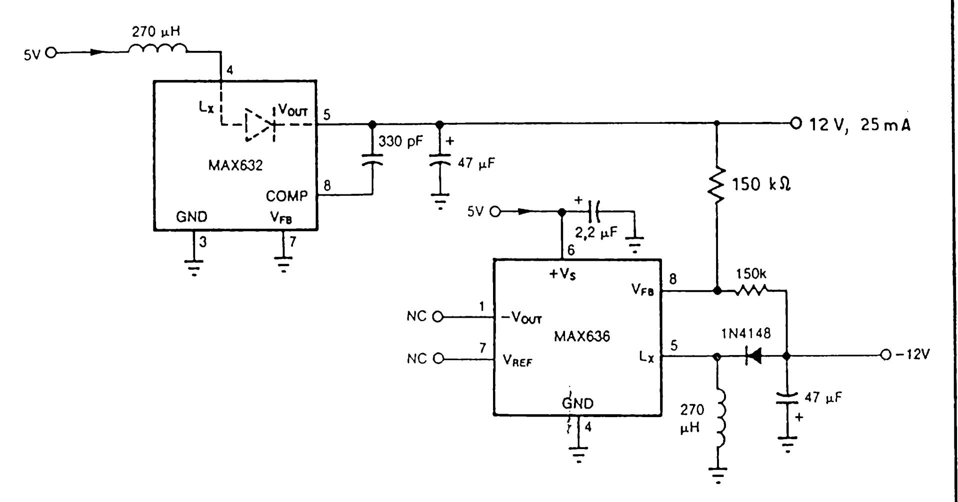
Utilisable entre 100 kHz et 1 MHz. Des intensités de plusieurs dizaines de milliampères peuvent être obtenues avec le MC 34153, fourni en boîtier POWER-TAB. [Publication *Motorola*, Kompass 21, 1989.]

208. — Deux fois 5 V avec 9 V, sans inductance, ICL 7660.



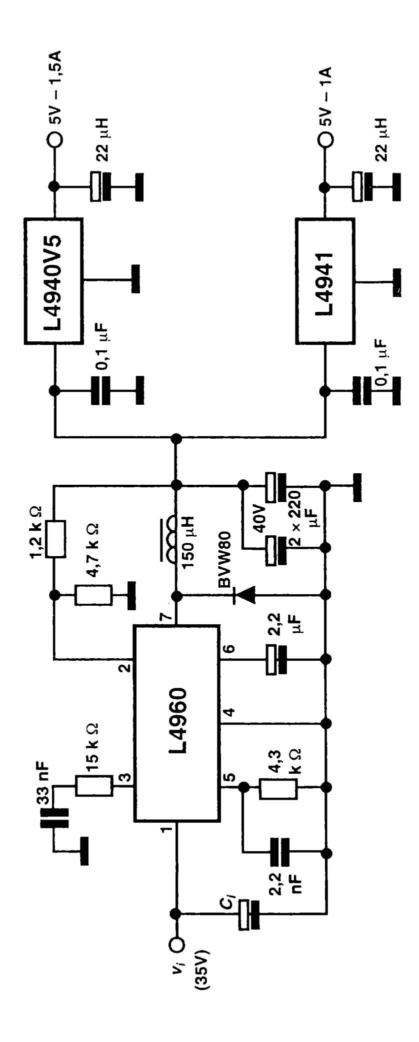
Fournit une tension symétrique à partir d'une pile de 9 V. Fonctionne avec une tension minimale de 6,5 V. Les valeurs de R_{CL} (limitation d'intensité) et de R_1 à R_4 (programmation de la tension de sortie) dépendent des régulateurs 5 V utilisés. [Data Book *Intersil*, 1981, p. 5-161 à 5-166.]

209. — Double alimentation, ±12 V, MAX 632/6.



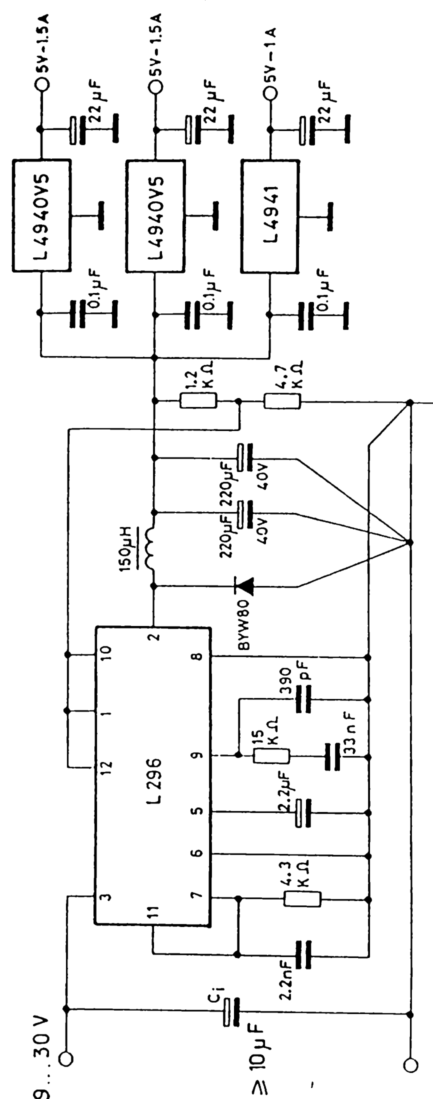
Le convertisseur négatif est asservi, par sa broche 8 et le diviseur de 2 × 150 kΩ, sur la sortie du régulateur positif, MAX 632. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 147.]

210. — Prérégulation à découpage.



On obtient un bon rendement du fait que les régulateurs linéaires, L4940 et L4941, ne présentent qu'une chute de tension interne de 0,5 V. [CD-ROM Data on disc, *SGS-Thomson*, 1997.]

211. — Prérégulation avec L 296.



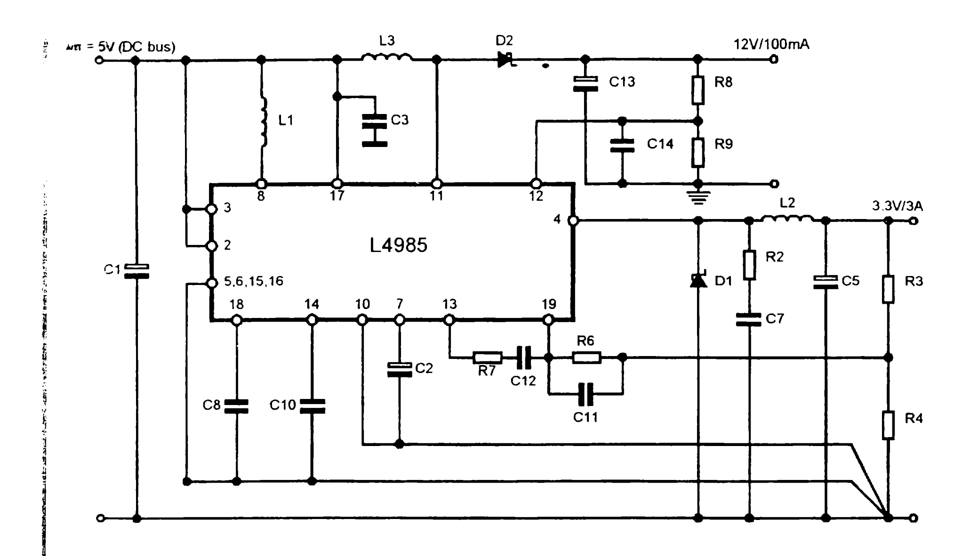
Fournissant une tension de sortie de 6,4 V à trois régulateurs à faible chute interne, le L 296 effectue une conversion économique. Les autres régulateurs éliminent l'ondulation résiduelle et offrent des sorties individuellement protégés contre la surcharge. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 205.]



212. — Association de trois L 296 synchronisés.

Reliés par leurs broches 7, les trois régulateurs travaillent sur une même fréquence. Sa valeur est fixée par la résistance se trouvant sur la broche 11 du premier. Le thyristor est actionnée lors d'un dépassement de 20 % de la tension de sortie. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 111 à 133.]

213. — Circuit de commande unique pour double alimentation 11 W.



C1 = 560µF / 25V NCC LXF
C2 = 10µF / 50V
C3 = 330nF film
C5 = 220µF / 10V SANYO OS CON (2x220µF)
C7 = 2 2nF film
C8 = 560pF multilayer
C9 = C10 = 2.2µF / 10V
C11 = 4 7nF
C12 = 8 2nF
C13 = 330µF / 25V NCC LXF
C14 = 22nF

R1 = 3.3kΩ
R2 = 4.7Ω
R3 = 3.9kΩ
R4 = 2.4kΩ
R6 = 56kΩ
R7 = 33kΩ
R8 = 27kΩ
R9 = 2.7kΩ
R10 = 10kΩ
R11 = 10kΩ

L1 = 180 µH axial
L2 = 20 µH (19 sp. 0,8 mm sur noyau Magnetics 55050)
L3 = 15 µH (16 sp., 0,6 mm sur noyau Magnetics 58080)

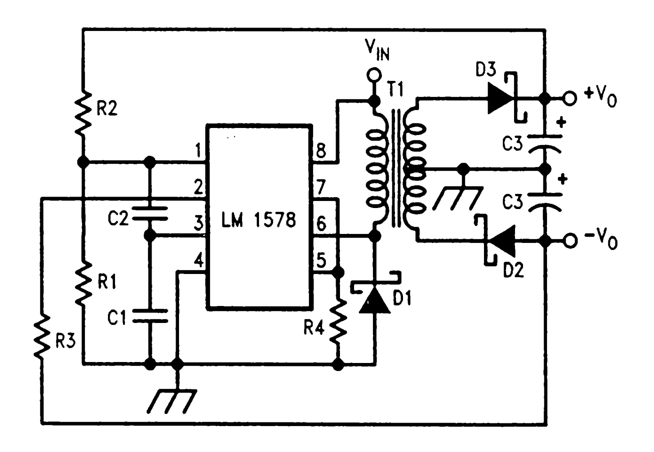
D2 = ST BYV 10-40
D1 = SB 540
La broche 9 reste ouverte

À partir d'une alimentation primaire de 5 V, le régulateur à découpage L 4985 produit une tension de 3,3 V pour circuits logiques et une de 12 V pour mémoires flash. [CD-ROM Data on disc, *SGS-Thomson*, 1997]

Alimentations à découpage et à transformateur de sortie

Page

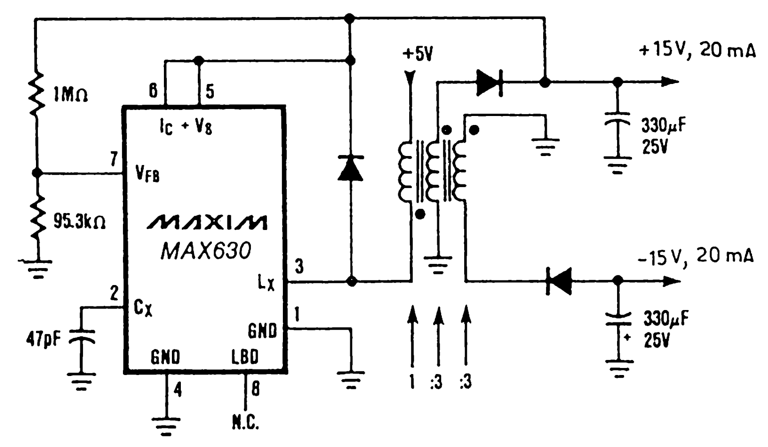
214. — Tension symétrique de ±12 V, LM 1578.



V_{in} = 5V
V_o = ±12V
I_o = ±40 mA
f_{osc} = 80 kHz
R1 = 10 kΩ
R2 = 240 kΩ
R3 = 240 kΩ
R4 = 0.1 Ω
C1 = 820 pF
C2 = 10 pF
C3 = 220 μF
D1, D2, D3 = 1N5819
T1 = PE-64287

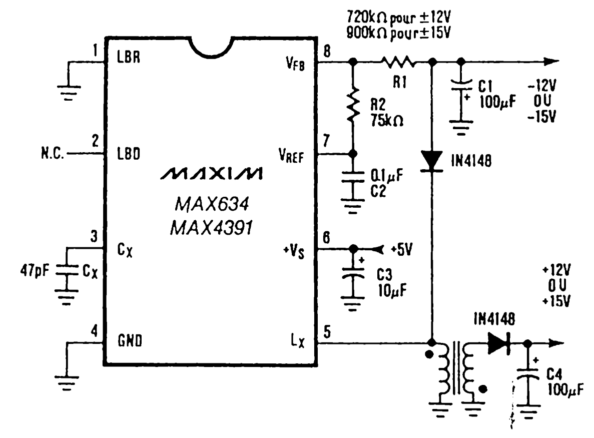
L'amplificateur de régulation est utilisé de façon que la différence de potentiel entre les deux sorties soit maintenue égale à 24 V. [Linear Datbook 1, *National Semiconductor,* 1987, p. 1-195 à 1-207.]

215. — Alimentation symétrique ±15 V, 20 mA, MAX 630.



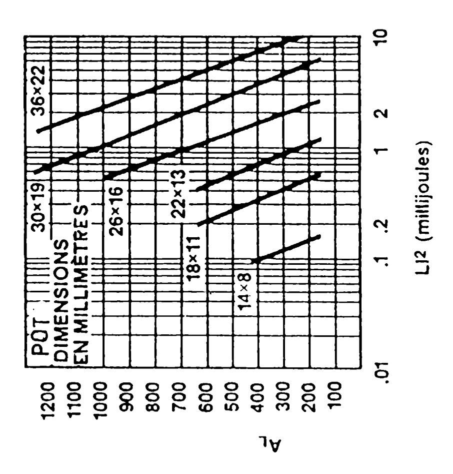
Le régulateur est asservi sur la sortie positive. Le transformateur est un pot de ferrite de 14 × 8 mm avec une inductance de 220 µH au primaire. Diodes : 1 N 4148 ou types Schottky équivalents. [Documentation *MAXIM*. — *Electronique Radio Plans* N° 104, p. 43 à 49.]

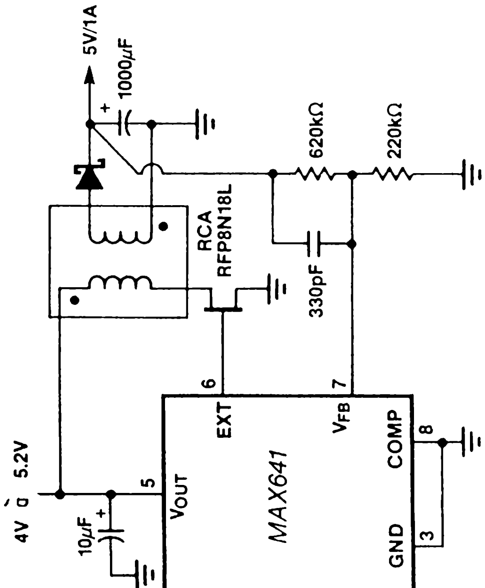
216. — Source ±12 V à faible débit, MC 634.



L'inverseur MC 634 utilise, comme inductance, le primaire d'un transformateur (pot 14 × 8 mm, 220 µH au primaire). La sortie négative est régulée et peut fournir 10 à 15 mA, à condition qu'on ne demande qu'un débit très faible à la source positive. [Documentation *MAXIM*. — *Electronique Radio Plans* N° 104, p. 43 à 49.]

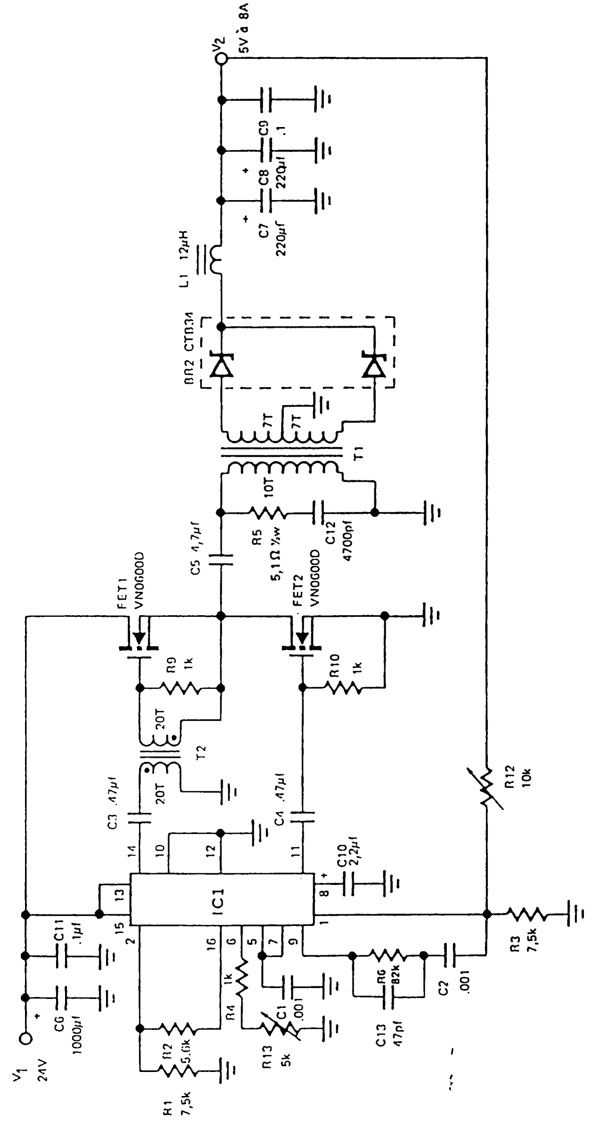
217. — Convertisseur régulé 5 V, 1 A, MAX 641.





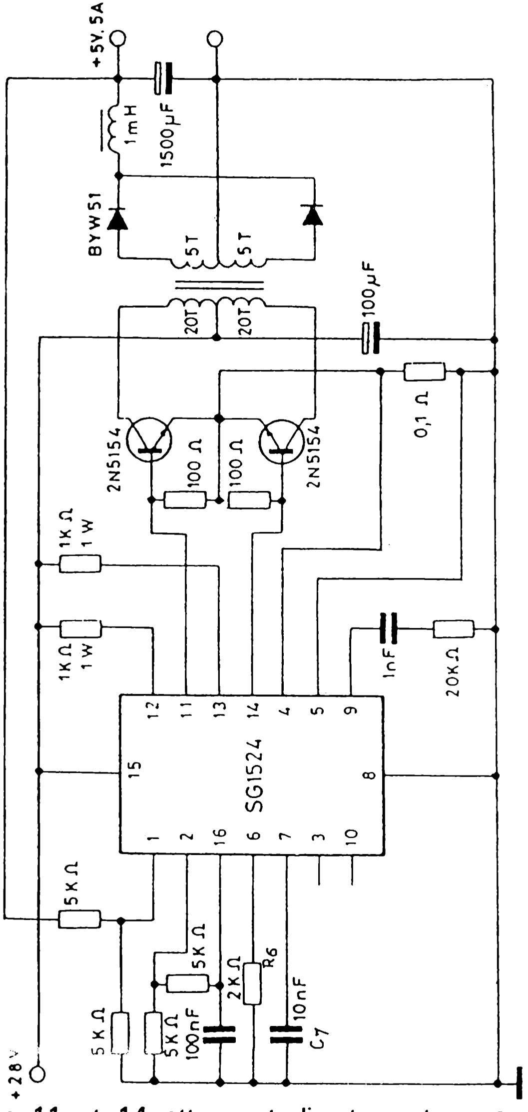
Fonctionne sur 50 kHz. L'inductance au primaire du transformateur (rapport 1 :1) est de 7,27 μH, l'intensité de crête de 7,15 A. Le graphique donne, pour diverses tailles de pots de ferrite, l'inductance spécifique A_L (en nH multipliés par le carré du nombre des spires) en fonction des conditions d'utilisation. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 68.]

218. — Convertisseur régulé 5 V, 8 A, PWM 125.



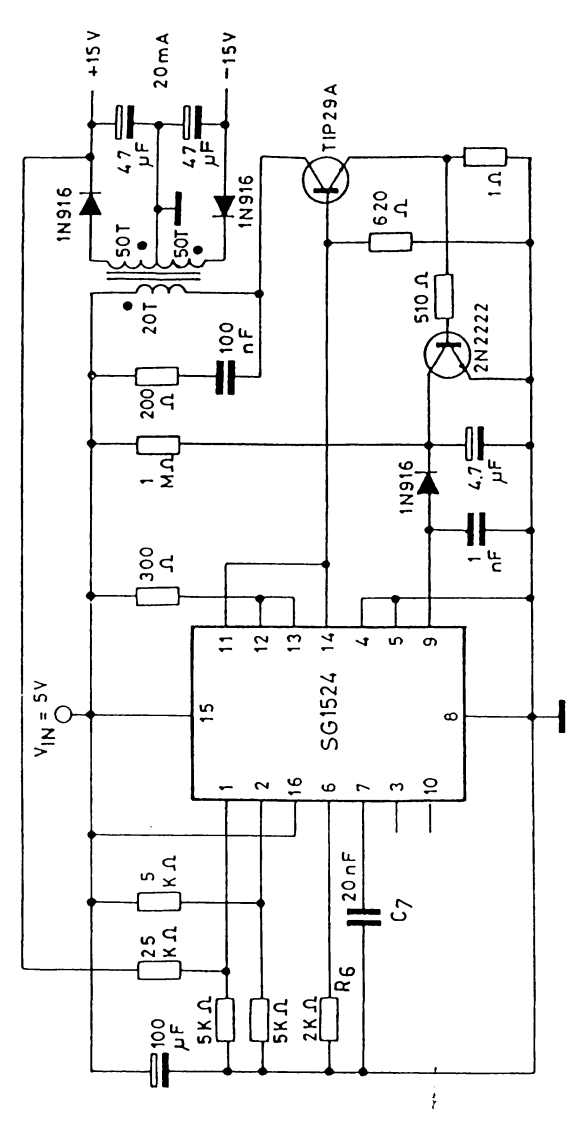
Les deux MOSFET conduisent alternativement. Ils sont commandés par un signal à rapport cyclique variable. Le circuit n'est pas protégé contre la surcharge. [Mospower Applications, *Siliconix*, 1984, p. 6-51.]

219. — Régulateur 5 V, 5 A, SG 1524.



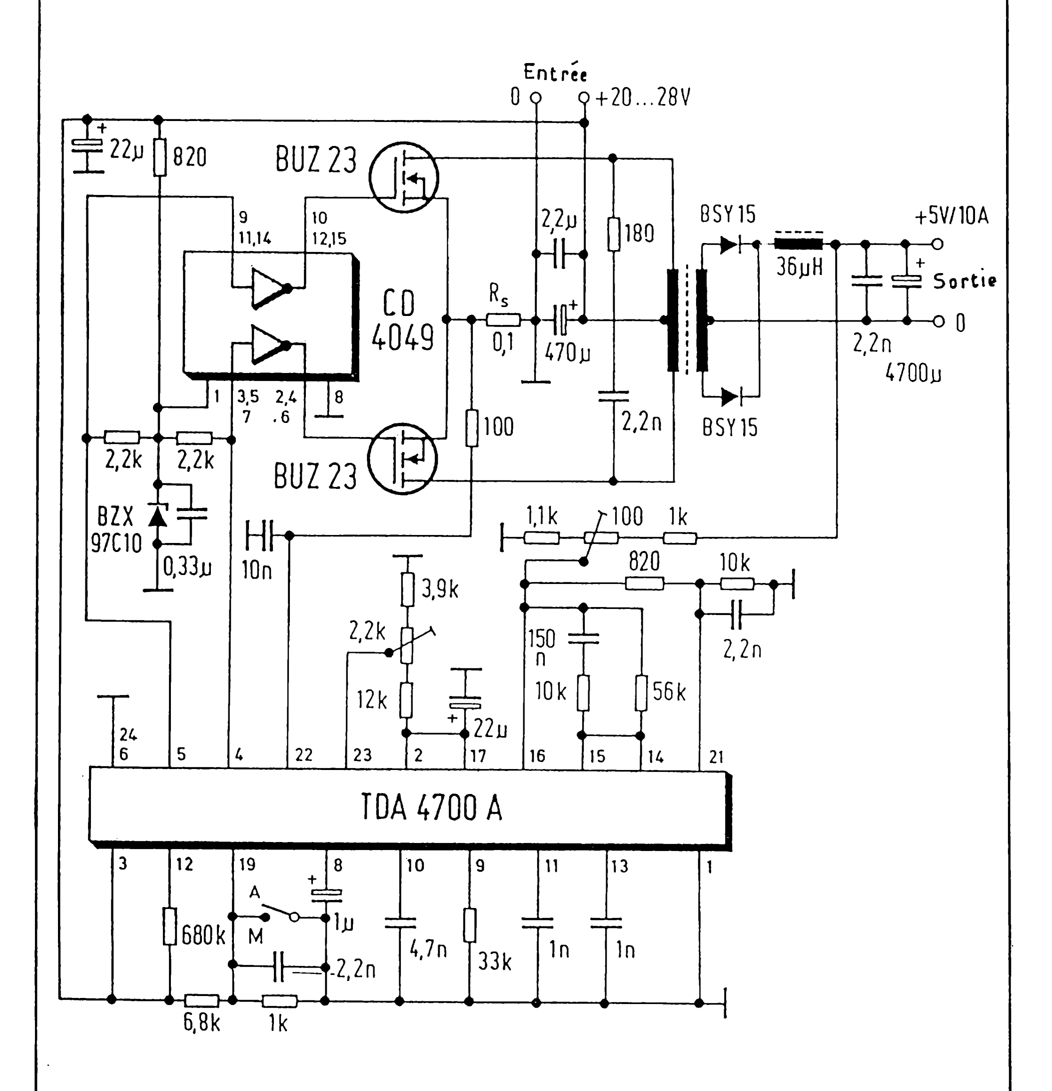
Les broches 11 et 14 attaquent directement un amplificateur symétrique. Commande par largeur d'impulsion. La fréquence est donnée par $1{,}18/R_6\,C_7$. La limitation d'intensité agit à partir d'une chute de 0,2 V sur la résistance de 0,1 Ω. Identique à CS 3524, *Cherry Semiconductor.* [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 755 à 761.]

220. — Source régulée ±15 V, 200 mA, SG 1524.



Commande par largeur d'impulsion. La fréquence est donnée par 1,18/R_6 C_7. Le 2 N 2222 assure une protection contre le court-circuit laquelle répond à partir d'une intensité de 0,7 A dans le primaire du transformateur. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 755 à 761.]

221. — Convertisseur symétrique régulé, 5 V, 10 A.

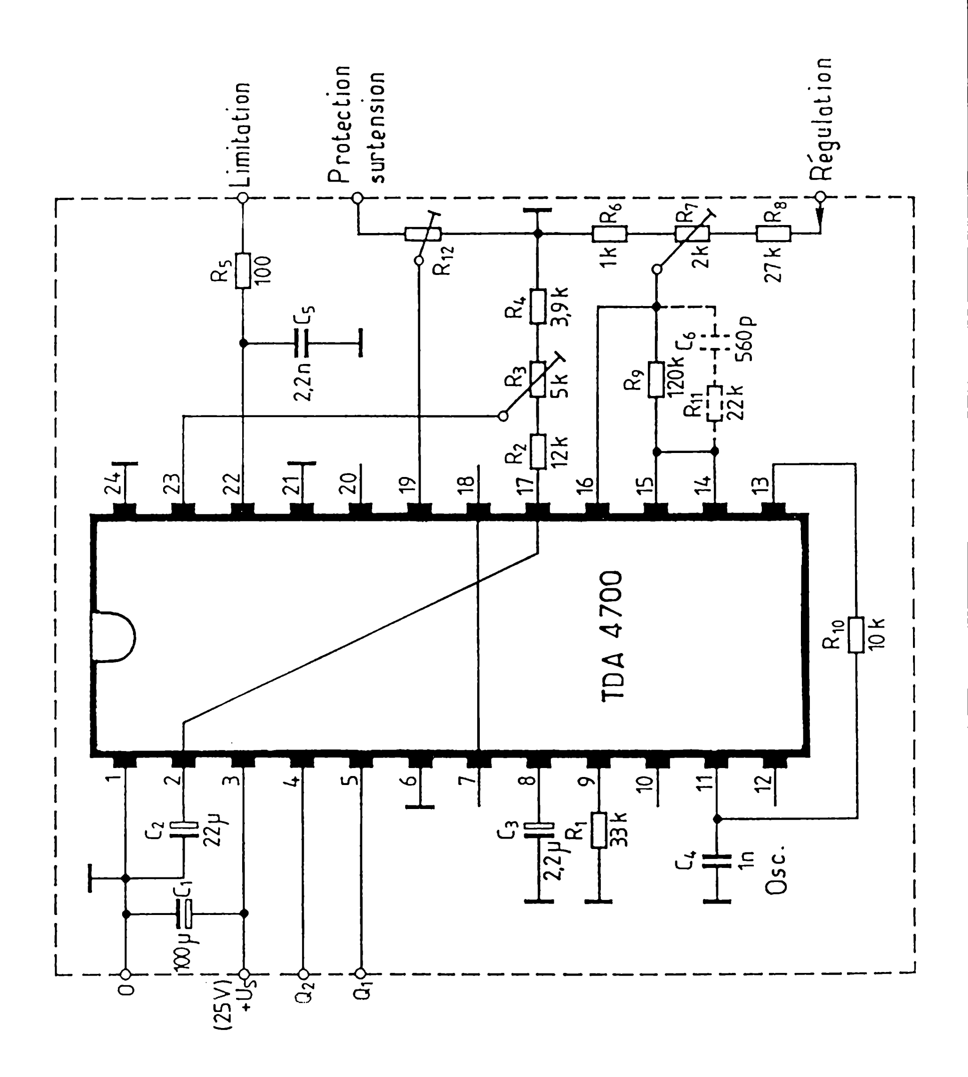


La commande des transistors MOS de puissance se fait par un sextuple inverseur CMOS, avec mise en parallèle de trois éléments pour chaque voie. [A. Köhler, R. Schiffel, *Funschau*, Munich, N° 12 et 13/86, p. 51 à 54.]

222. — Convertisseur régulé 270 W, TDA 4700.

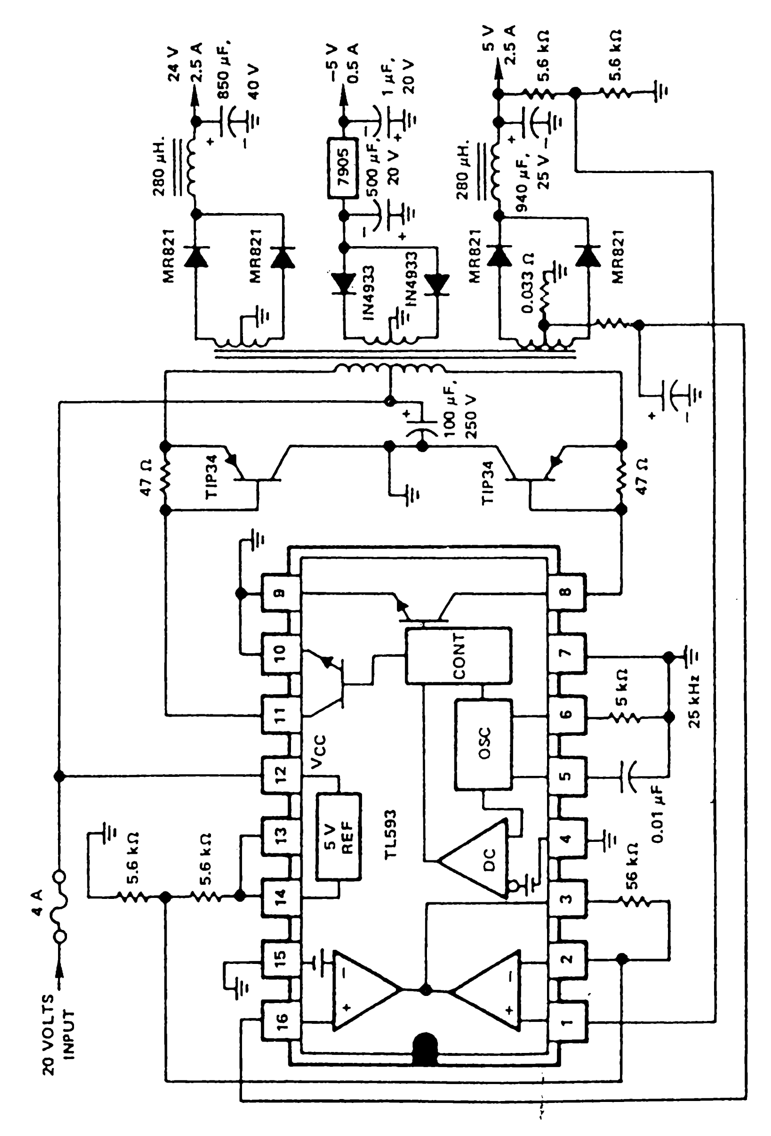
Les deux transistors MOSFET conduisent alternativement, avec une fréquence de découpage de 20 kHz. Le détail du circuit de commande (TDA 4700) est donné dans le schéma suivant. [W. Hirschmann, *Elektronik*, Munich, N° 6/82, p. 101 à 104.]

223. — Circuit de commande pour TDA 4700.



Détails du circuit entourant, dans le schéma précédant, l'élément de commande du régulateur. La protection contre la surtension peut être connectée soit sur la sortie, soit sur l'entrée. [W. Hirschmann, *Elektronik*, Munich, N° 6/82, p. 101 à 104.]

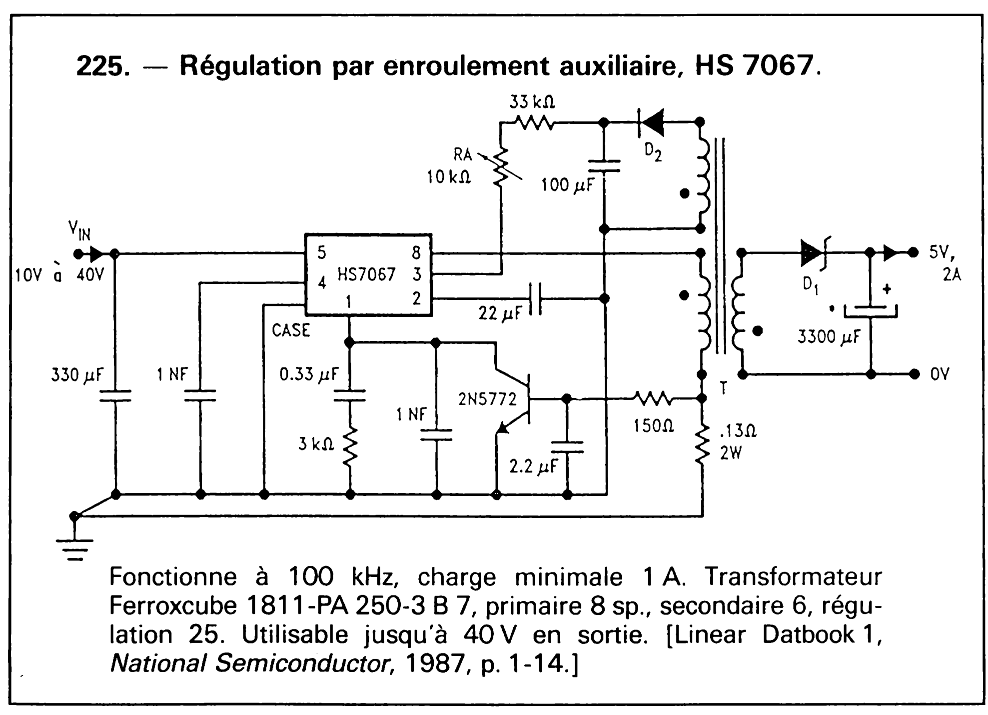
224. — Alimentation pour lecteur de disquette, TL 593.



Fournit 24 V pour le moteur, ±5 V pour la logique. La boucle de régulation compare la sortie +5 V avec la référence. Le seuil de limitation est donné par une chute de 80 mV aux bornes de la résistance de 33 mΩ (broche 16). [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 6-25.]

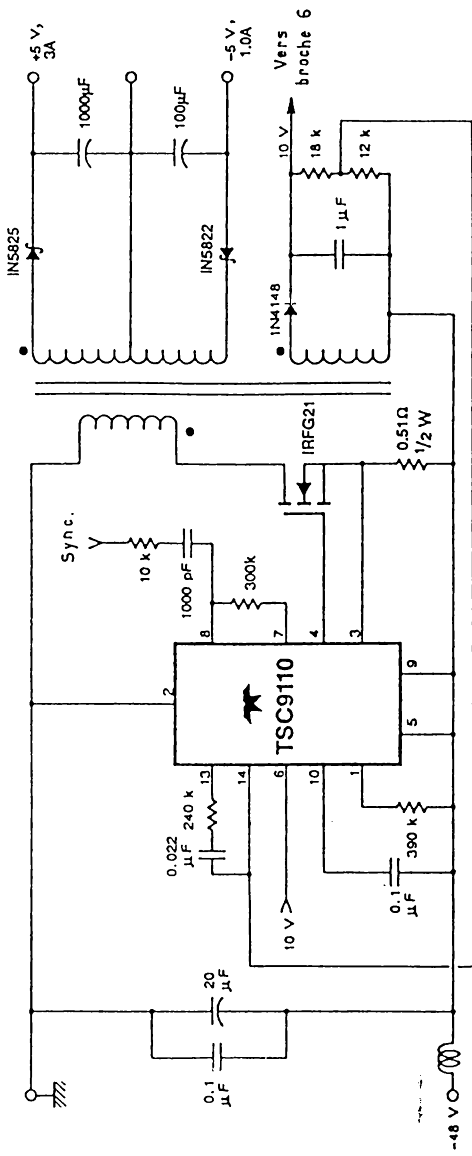
Alimentations à découpage et à secondaire isolé

225. — Régulation par enroulement auxiliaire, HS 7067.



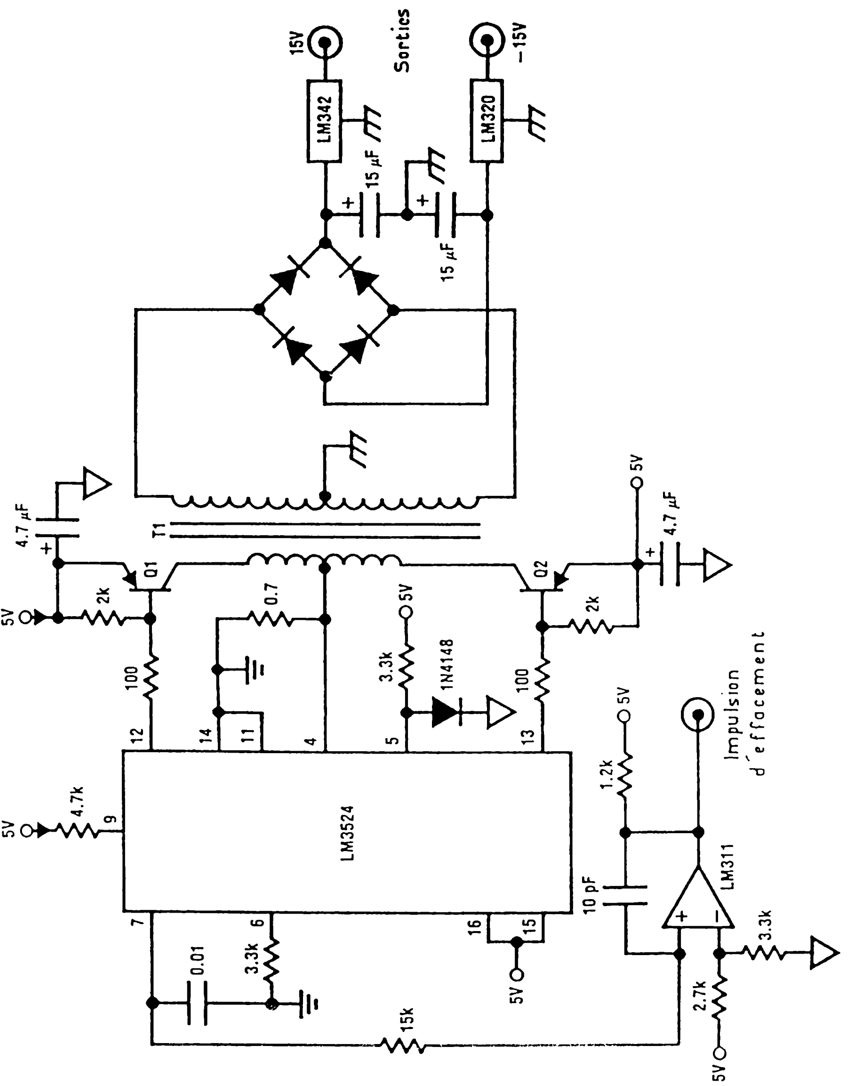
Fonctionne à 100 kHz, charge minimale 1 A. Transformateur Ferroxcube 1811-PA 250-3 B 7, primaire 8 sp., secondaire 6, régulation 25. Utilisable jusqu'à 40 V en sortie. [Linear Datbook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-14.]

226. — Régulateur 20 W type télécommunications.



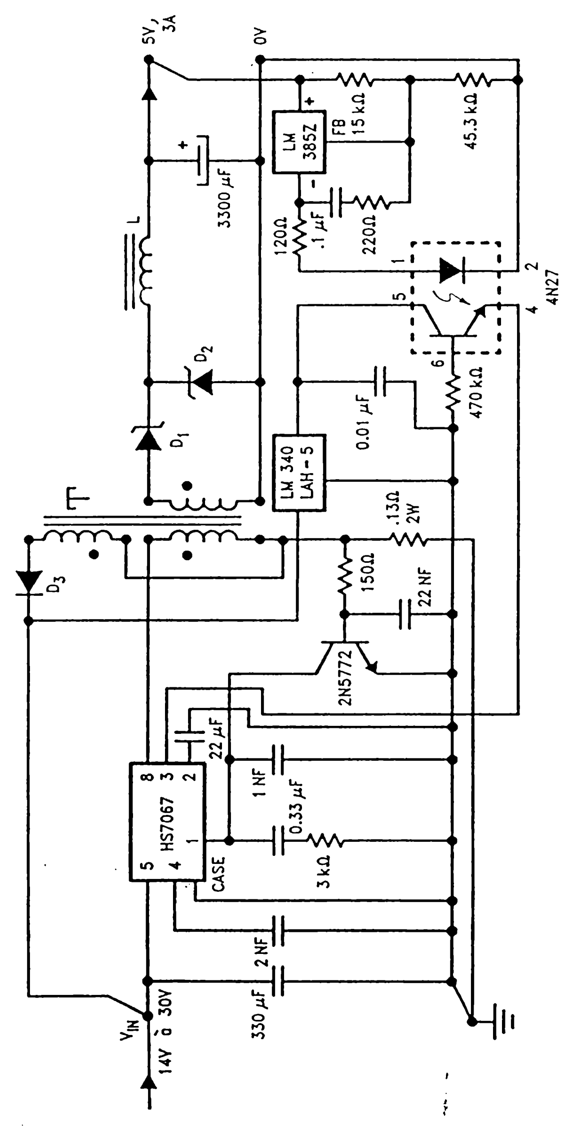
La comparaison se faisant par un enroulement 10 V du transformateur, entrée et sortie sont parfaitement séparées. [Documentation *Teledyne Semiconductor*, Publication *Electron Tekelec*, novembre 1989.]

227. — Tensions symétriques de ±15 V (0,1 A) par LM 3524.



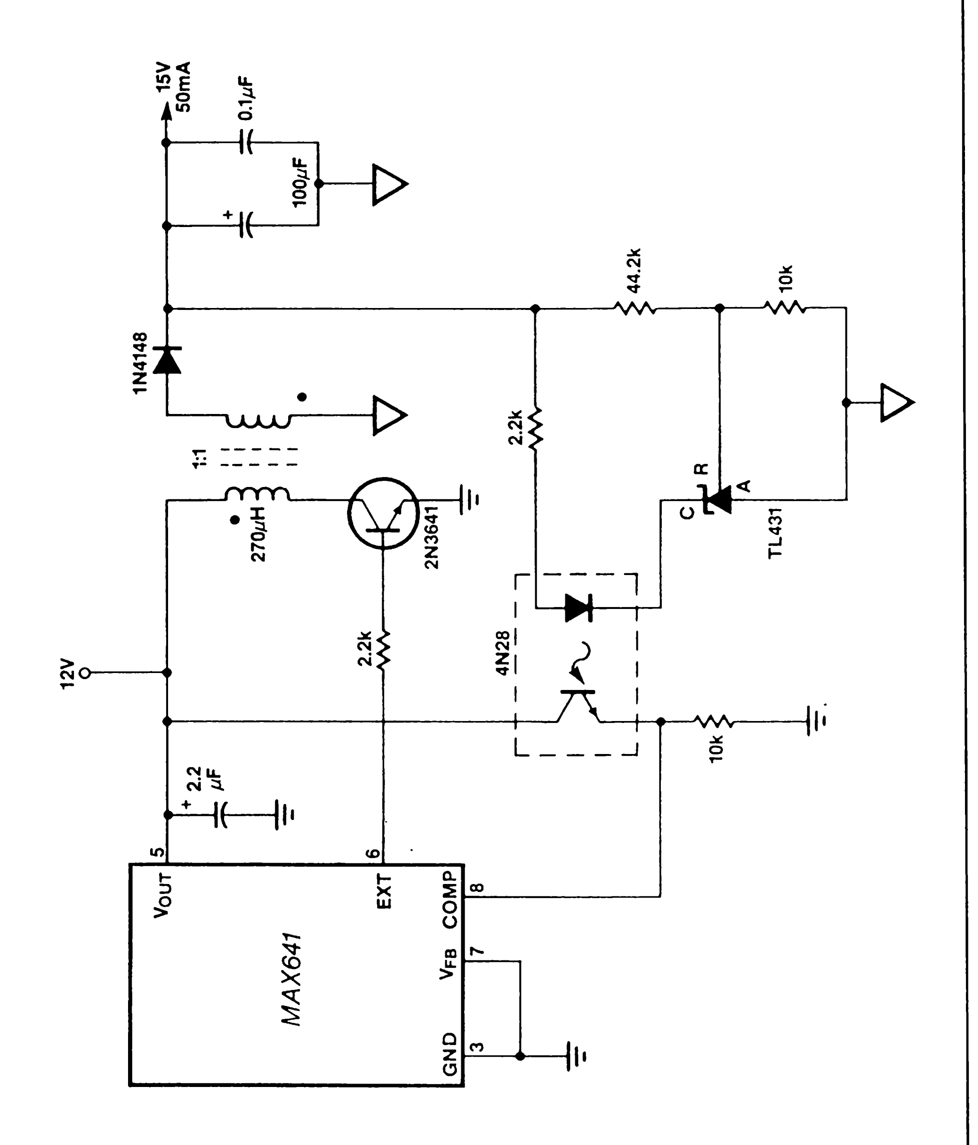
L'attaque des transistors de l'amplificateur symétrique de sortie se faisant sans recouvrement, on minimise les perturbations. De plus, on dispose d'une impulsion d'effacement, pouvant être mise en œuvre, dans le circuit d'utilisation, pour compenser l'impulsion perturbatrice de commutation. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 850.]

228. — Régulateur isolé, 5 V, 3 A, HS 7067.



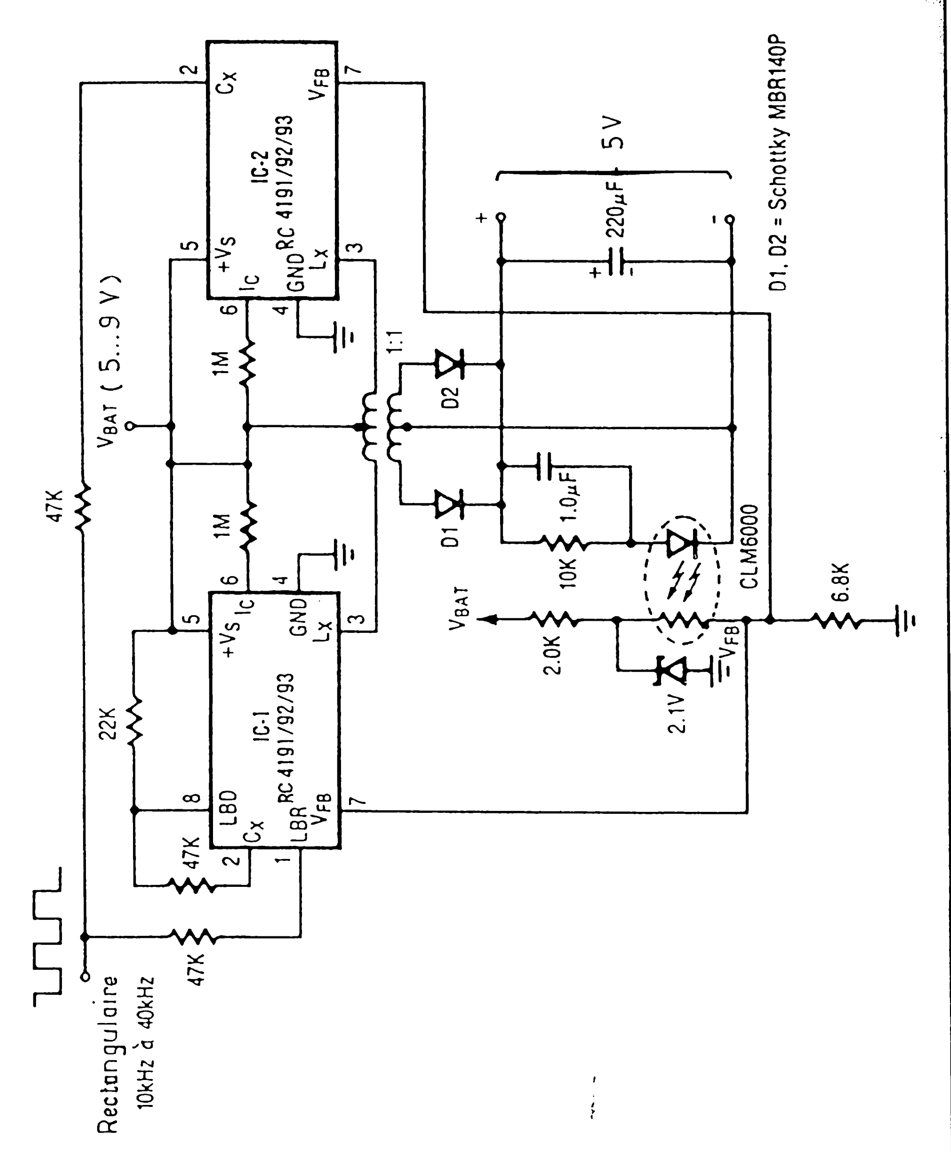
En sortie, le LM 385 est utilisé pour amplifier le signal d'erreur parvenant à la diode de l'optocoupleur dont le transistor travaille en collecteur commun, avec stabilisation par LM 340. La résistance de 0,13 Ω définit la limitation d'intensité. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-7 à 1-16.]

229. — Convertisseur isolé et régulé 15 V, MAX 641



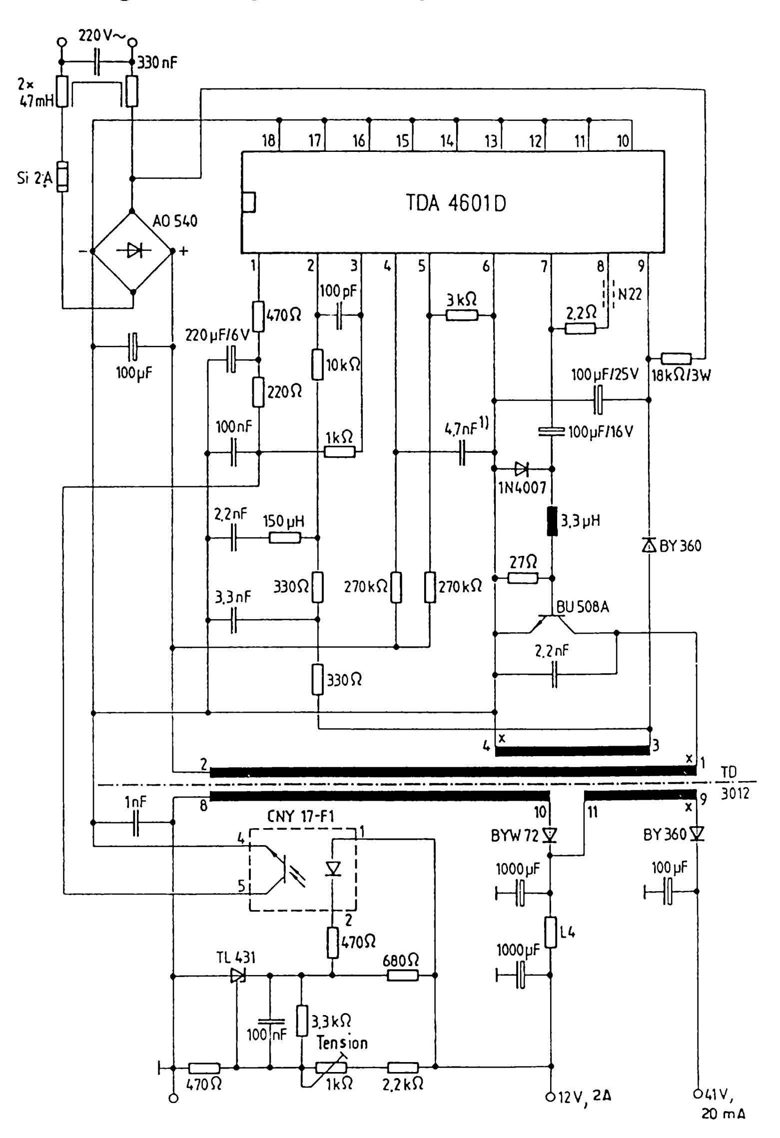
. La référence se trouve dans le circuit de sortie, sous forme d'une Zener programmable, laquelle commande la liaison opto-électronique. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 82.]

230. — Source isolée de 5 V.



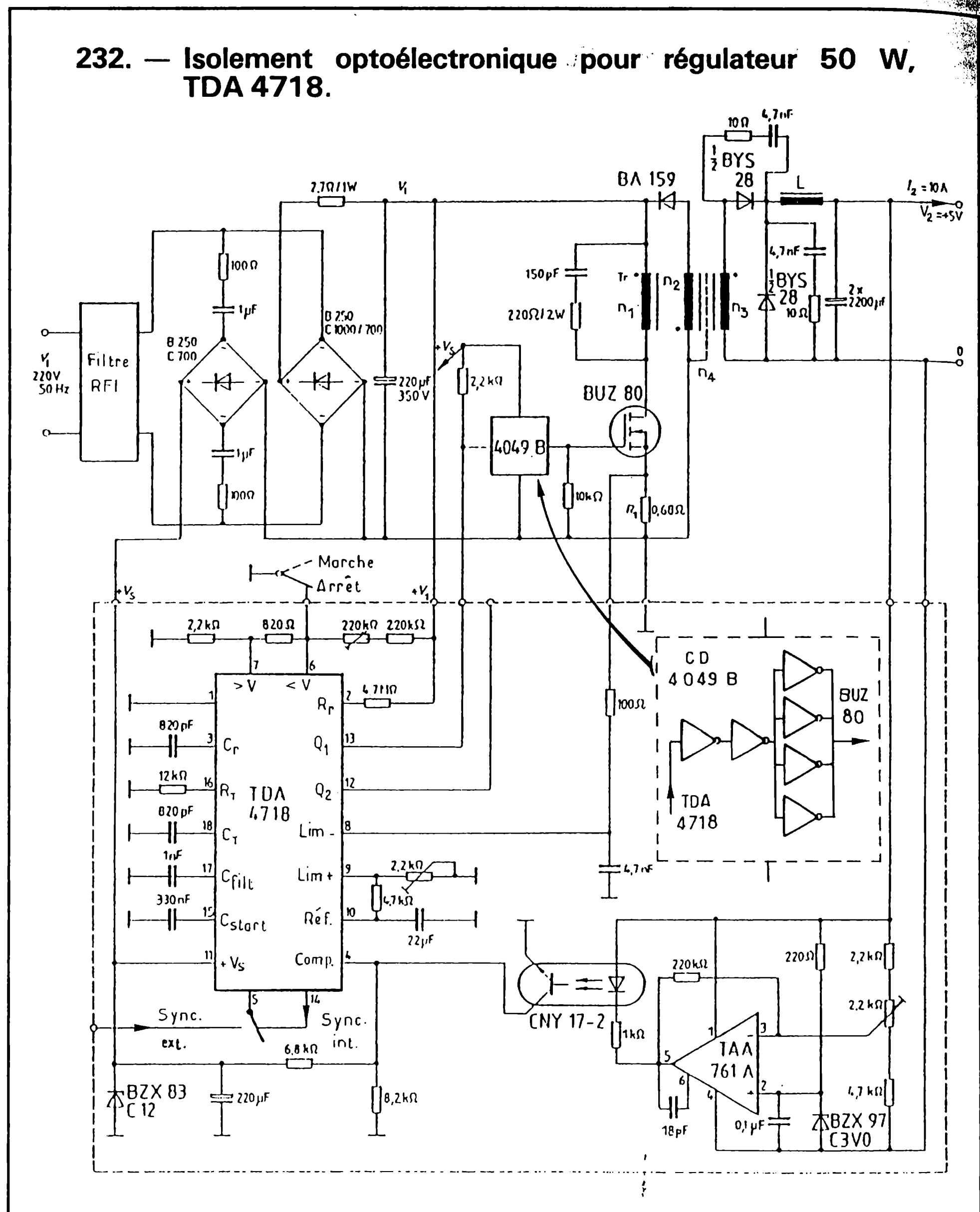
La rectangulaire commande les deux régulateurs en opposition de phase. Le coupleur optique comporte une LED et une photorésistance. Le circuit fournit au moins 50 mA, avec un rendement de 70 %. [Linear Integrated Circuits, *Raytheon*, p. 11-22.]

231. — Régulation optoélectronique avec TDA 4601.



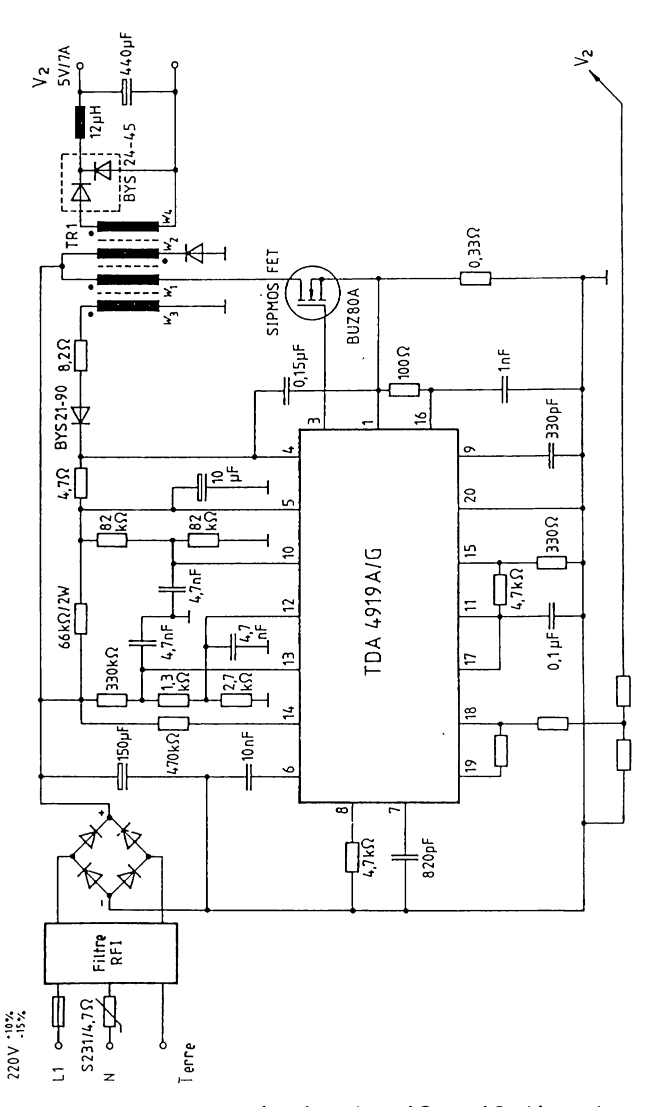
Au secondaire du transformateur, une diode de Zener programmable, TL 431, sert de référence. Agissant conjointement avec une simulation interne du courant de sortie, le condensateur de 8,2 nF (1) est responsable de la limitation d'intensité. [Manuel Circuits Intégrés Grand Public, *Siemens*, 1986/87, p. 499 à 525.]

232. — Isolement optoélectronique pour régulateur 50 W, TDA 4718.



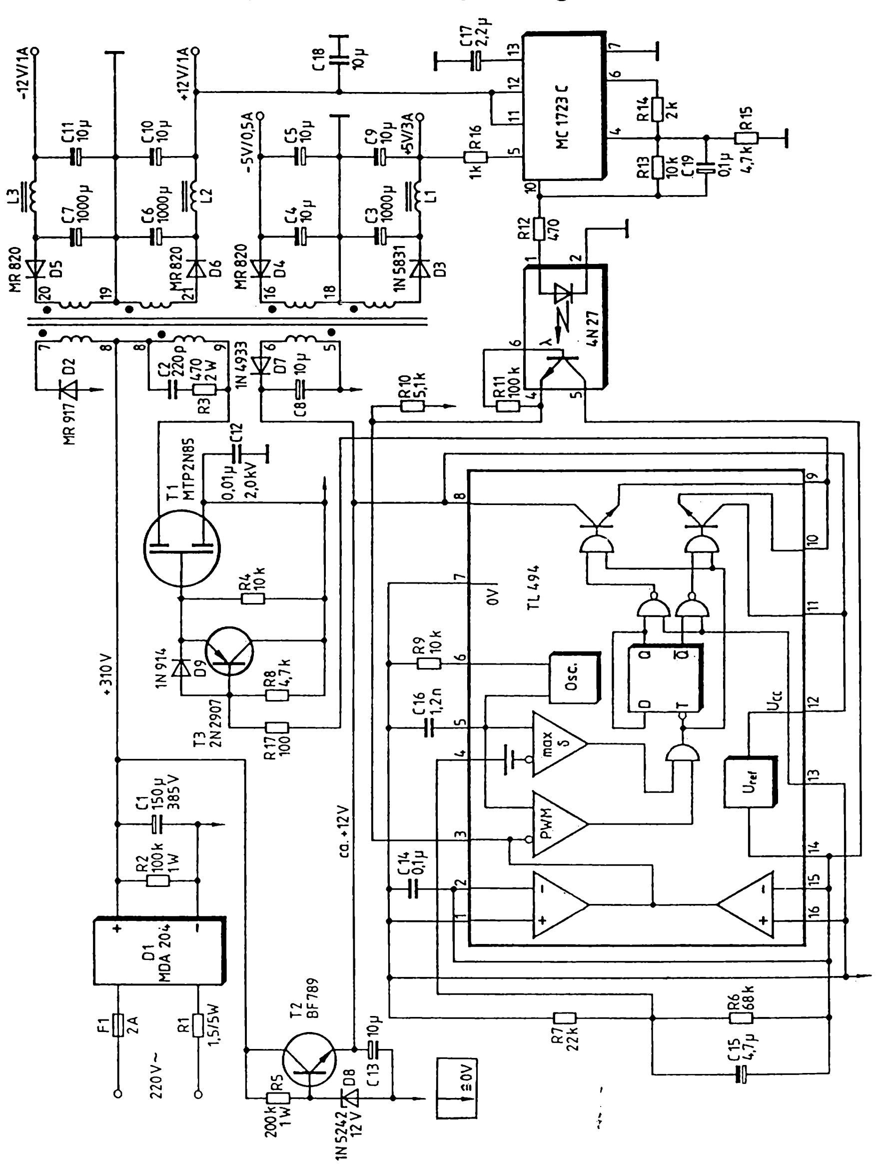
Le transistor de commutation supporte des tensions de crête de 730 V. L'enroulement n_4 du transformateur est un blindage (feuille de cuivre). Deux des six inverseurs du CD 4049 sont utilisés en série, les quatre autres suivent en parallèle. [SIPMOS Transistors, publication *Siemens*, 1983, p. 53.]

233. — Alimentation 5 V, 7 A, TDA 4919.



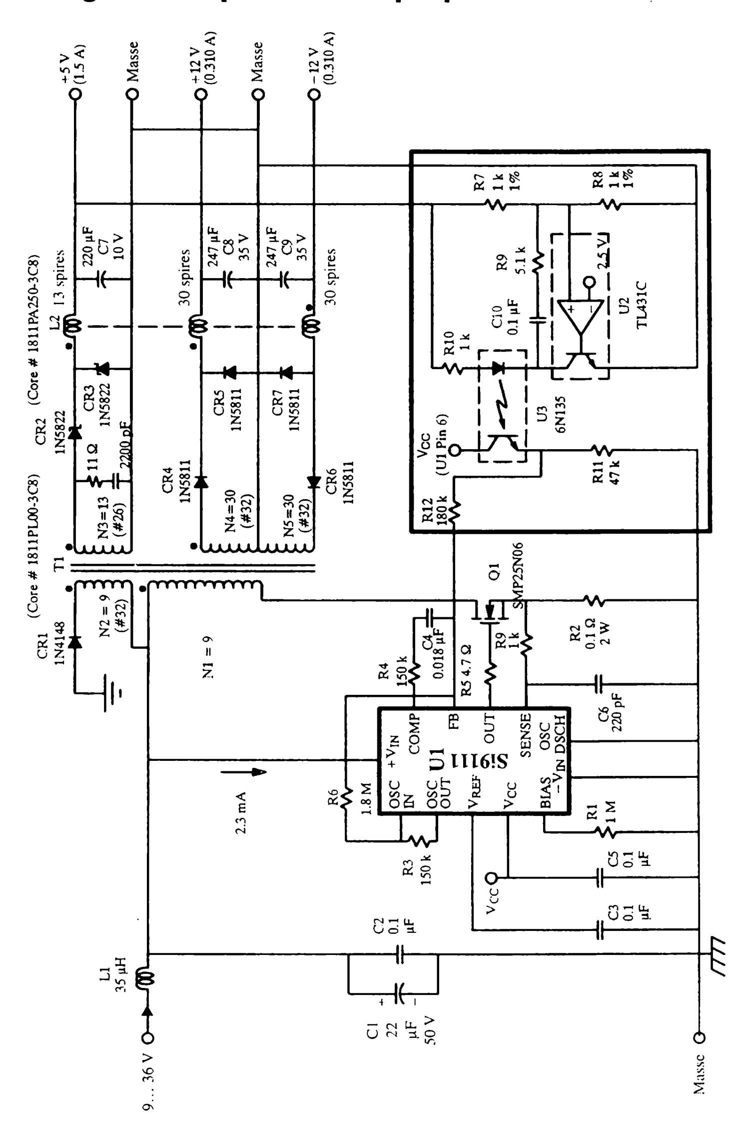
Les composants entourant les broches 18 et 19 dépendent de la liaison optoélectronique à prévoir avec la sortie. L_1 : Noyau ETD 39 N 27, $A_L = 340$ nH, 6 sp. ($L = 12\ \mu$H). TR_1 : Noyau ETD 39 N 67, sans entrefer, $w_1 = w_2 = 52$ sp., $w_3 = w_4 = 3$ sp. [Manuel *Siemens*, Circuits Intégrés pour Applications Industrielles, 1989/90, p. 243 à 260.]

234. — Liaison optoélectronique pour réguler 50 W.



Travaillant avec une fréquence de découpage de 100 kHz, le circuit vérifie ses tensions de sortie (MC 1723) et régule par l'intermédiaire d'un coupleur optoélectronique. [C. Desai, *Elektronik*, Munich, 1984, p. 116 et 117.]

235. — Régulation optoélectronique pour alimentation 15 W.



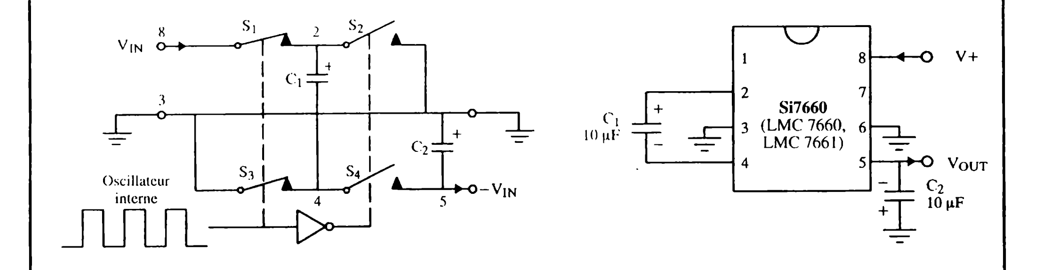
Le transistor MOS de puissance doit pouvoir supporter 25 A, 60 V (boîtier T0-220). Les trois inductances de filtrages (L2) sont enroulées sur un même noyau, de type similaire à celui du transformateur. [CD-ROM *TEMIC*, 1997, note d'application AN 703.]

236. — Régulation optoélectronique pour alimentation 20 W.

La grandeur fournie par l'opto-coupleur est appliquée à une entrée de l'amplificateur d'erreur (broche 5), l'autre entrée (broche 4) reçoit une fraction de la tension de référence. Appliquée à la broche 16, une grandeur proportionnelle à l'intensité dans l'inductance est comparée à la tension de sortie de l'amplificateur d'erreur (broche 6) La fréquence d'oscillation est de 500 kHz. [CD-ROM *TEMIC*, 1997, note d'application AN 701.]

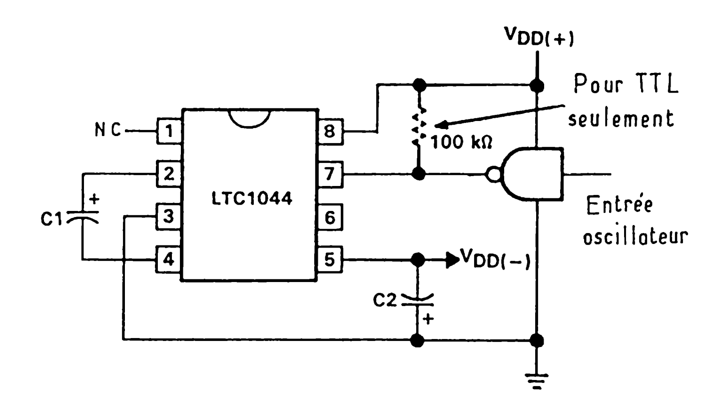
Convertisseurs de tension

237. — Inverseur de polarité avec Si 7660, 1 (LMC 7660, 1).



À partir de 1,5 V (Si 7660) et jusqu'à 20 V (Si 7661) la tension de sortie à vide est, à la polarité près, identique à 0,1 % près (Si 7660) ou à 0,3 % près (Si 7661) à la tension d'entrée. Lorsque l'intensité de sortie atteint 40 mA, la tension de sortie chute de 1 V environ, avec une alimentation sous 5 V (Si 7660) aussi bien que sous 15 V (Si 7661). La broche 7 doit rester ouverte si on travaille au-dessus de 3,5 V (Si 7660) ou de 9 V (Si 7661). [CD-ROM *TEMIC*, 1997, note d'application AN 401.]

238. — Tension auxiliaire négative, LTC 1044.



Même principe que précédemment, mais ne demande pas de diode auxiliaire et permet une commande (facultative) par oscillateur externe. Utilisable entre 1,5 et 9 V. Résistance interne : 80 Ω. $C_1 = C_2 = 10\ \mu F$ pour f = 10 kHz. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-67.]

239 et 240. — Doubleur et inverseur/doubleur.

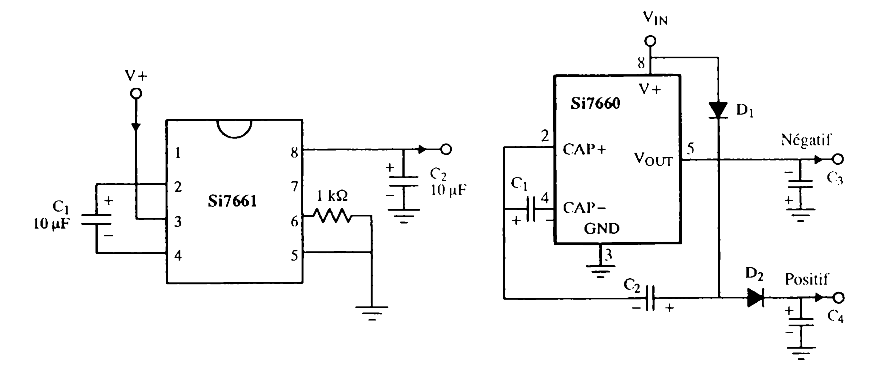
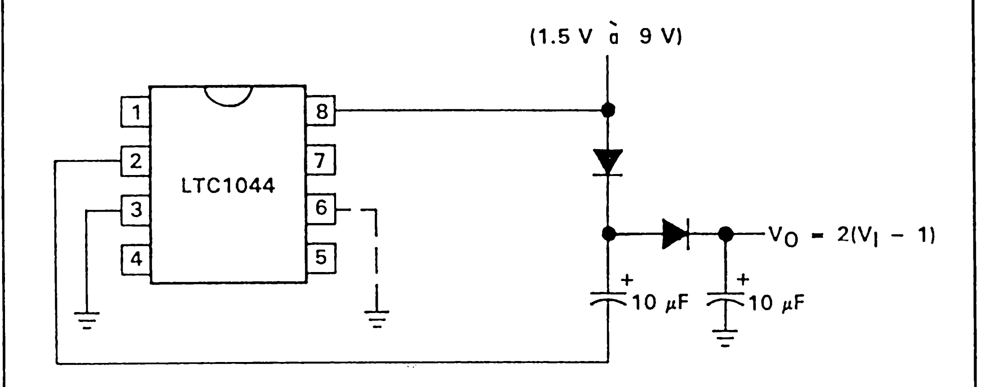


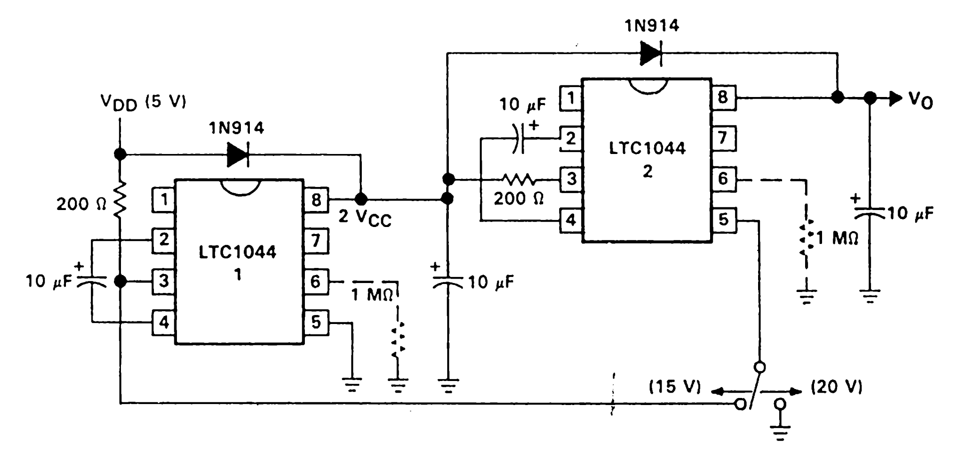
Schéma 239 : Le Si 7661 (ou LMC 7601) peut être utilisé pour délivrer une tension continue égale au double de la tension d'alimentation V+. Schéma 240 : On obtient une tension négative égale à la tension d'alimentation diminuée de la chute de tension sur une diode, ainsi qu'une tension positive égale au double de la tension d'alimentation, diminuée de la chute de tension sur deux diodes. [CD-ROM *TEMIC*, 1997, note d'application AN 401.]

241. — Tension auxiliaire positive, LTC 1044.



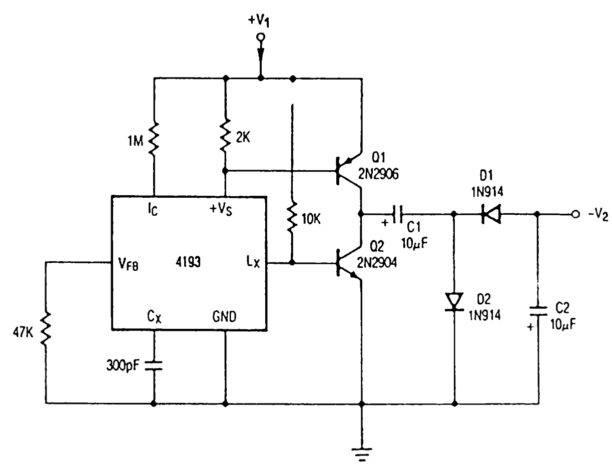
Même principe que précédemment, mais utilisable pour des tensions plus basses. La liaison en pointillé n'est nécessaire que pour $V_{DD} < 3$ V. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments,* 1989, p. 2-69.]

242. — Tension auxiliaire triple ou quadruple, LTC 1044.



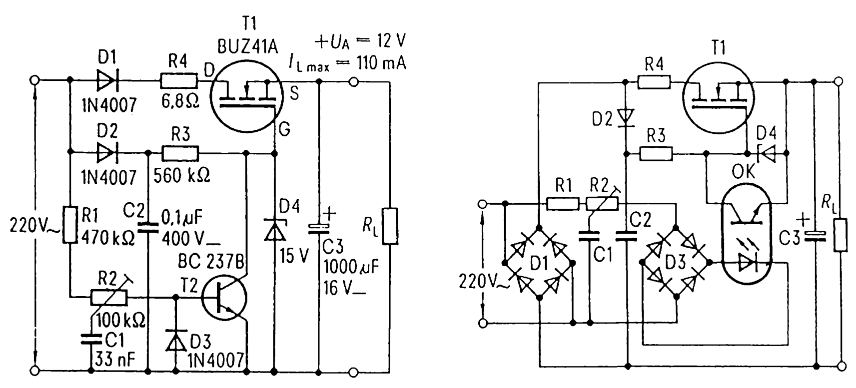
Utilisable pour des tensions d'entrée (V_{DD}) comprises entre 2 et 9 V. La résistance de 1 MΩ, dessinée en pointillé, n'est à prévoir que pour $V_{DD} < 3$ V. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments,* 1989, p. 2-71.]

243. — Tension auxiliaire négative, RC 4193.



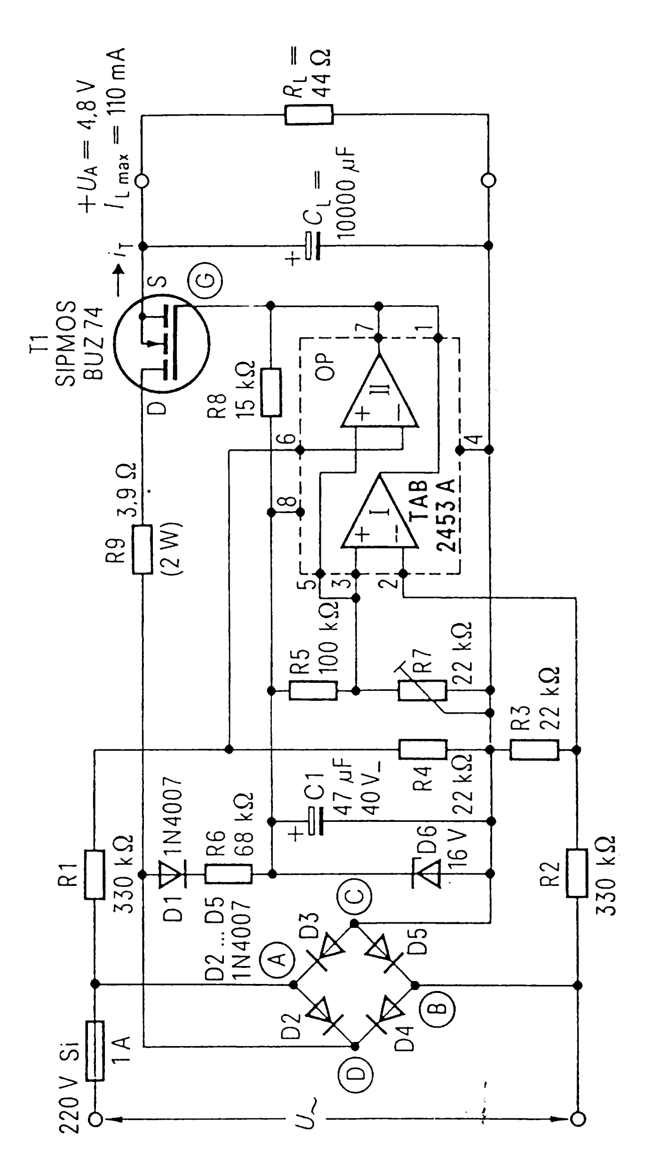
Fournit une tension négative dont la valeur est, aux pertes dans les diodes et les transistors près, égale à la tension d'alimentation V_1. Utilisable jusqu'à 24 V, 10 mA. [Linear Integrated Circuits, *Raytheon*, p. 11-21.]

244 et 245. — MOSFET, sans transformateur, 12 V, 110 mA.



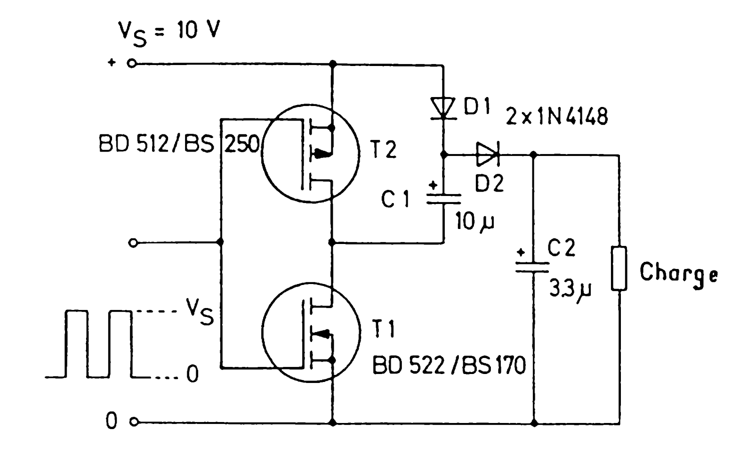
Travaillant en drain commun, T_1 charge C_3 à une tension de 3 V environ inférieure à celle de D_4. Recevant une tension alternative déphasée (C_1), T_2 limite la durée de charge de C_3 au début de chaque alternance positive. La version à optocoupleur (schéma 245) permet des tensions de sortie plus fortes et se distingue par une ondulation plus faible. [*Siemens* Components N° 1/83 — *Funkschau*, Munich, N° 6/83, p. 248.]

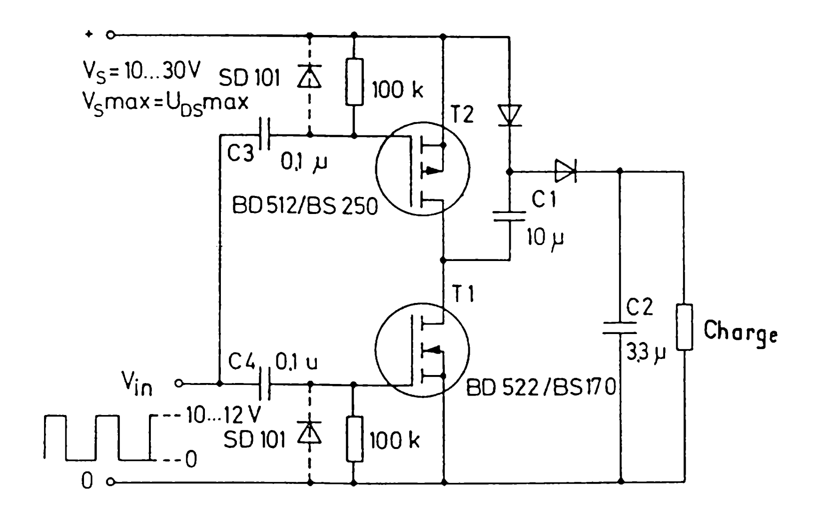
246. — MOSFET, sans transformateur, 4,8 V, 110 mA.



Variante du montage précédant, avec double amplificateur opérationnel à la place du coupleur, pour une définition plus précise du passage par zéro du 50 Hz. Dissipation : 3 W. [*Siemens* Components N° 1/83 — *Funkschau*, Munich, N° 8/83, p. 332.]

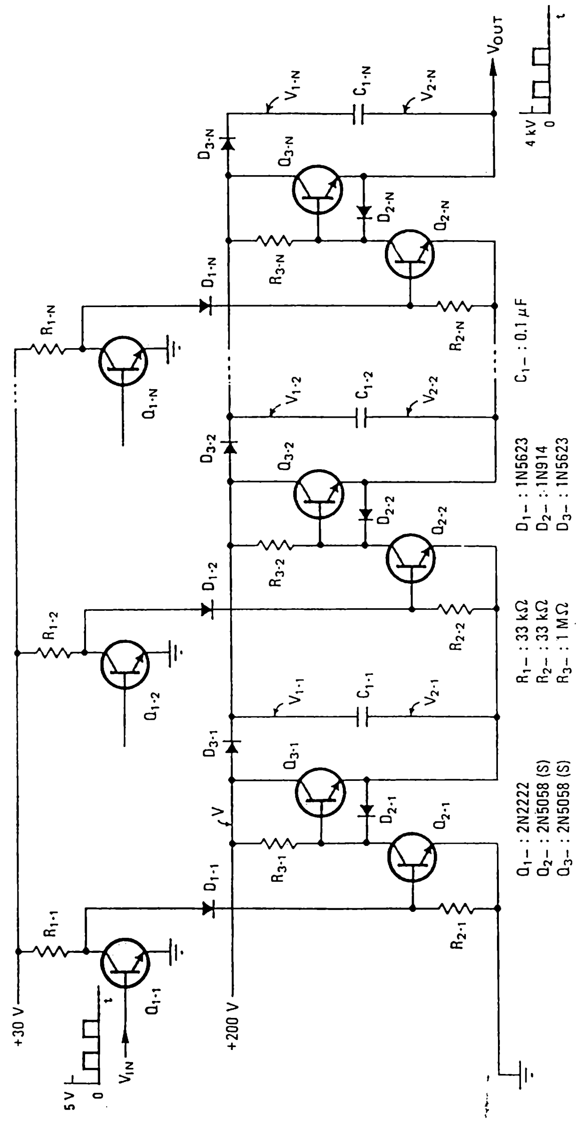
247 et 248. — Doubleurs à MOSFET complémentaires.





La commande peut être effectuée par une rectangulaire égale à la tension d'alimentation V_S si celle-ci ne dépasse pas 10 V. Une tension plus élevée (schéma 248) nécessite des condensateurs de liaison (C_3, C_4), pour ne pas dépasser la tension d'isolement de gate. Les diodes gate-source ne sont nécessaires que si les transistors n'en contiennent pas. [VMOS Application Ideas, brochure 6240-09-1.E; *ITT-Intermetall*, p. 7.]

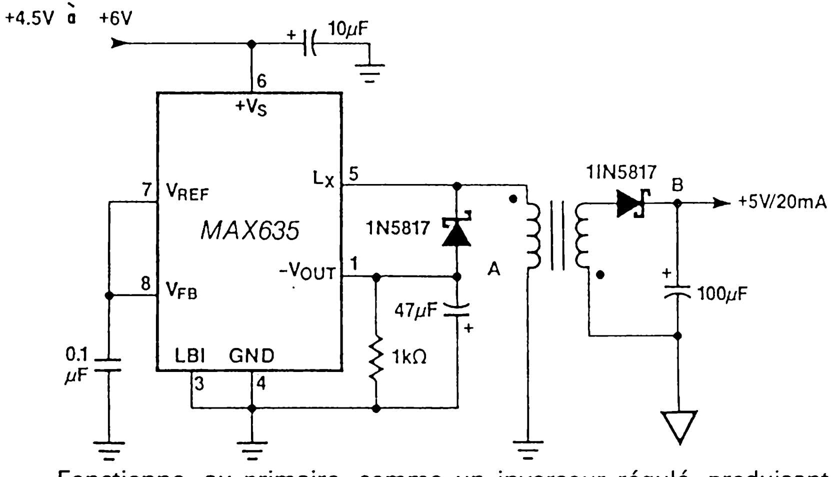
249. — Multiplicateur actif 4 kV.



Nécessite 20 étages pour 4 kV. Une rectangulaire de 400 Hz (V_{IN}) commande chaque étage de façon que les condensateurs C_1 constituent une alimentation flottante pour l'étage suivant. Après un chargement en parallèle, ils sont connectés en série. [L.H. Bannister, *Electronics*, New York, 10 juillet 1975, p. 95.]

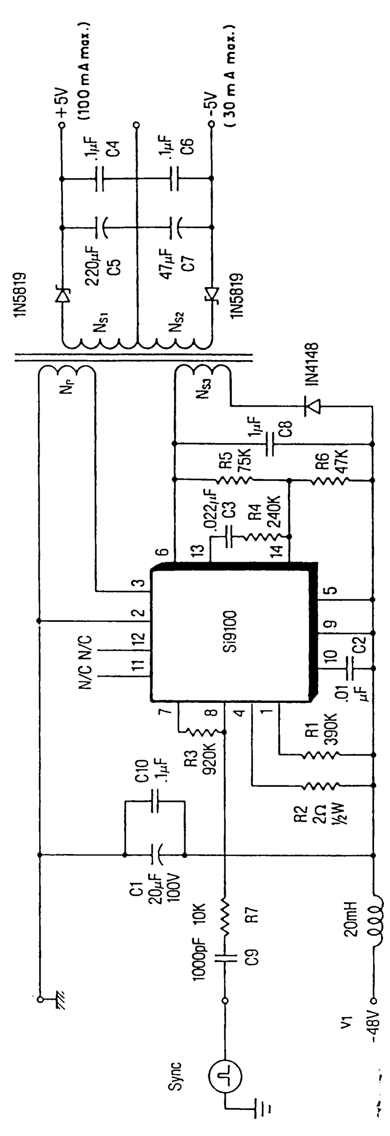
Convertisseurs à transformateur de sortie

250. — Régulation au primaire avec MAX 635.



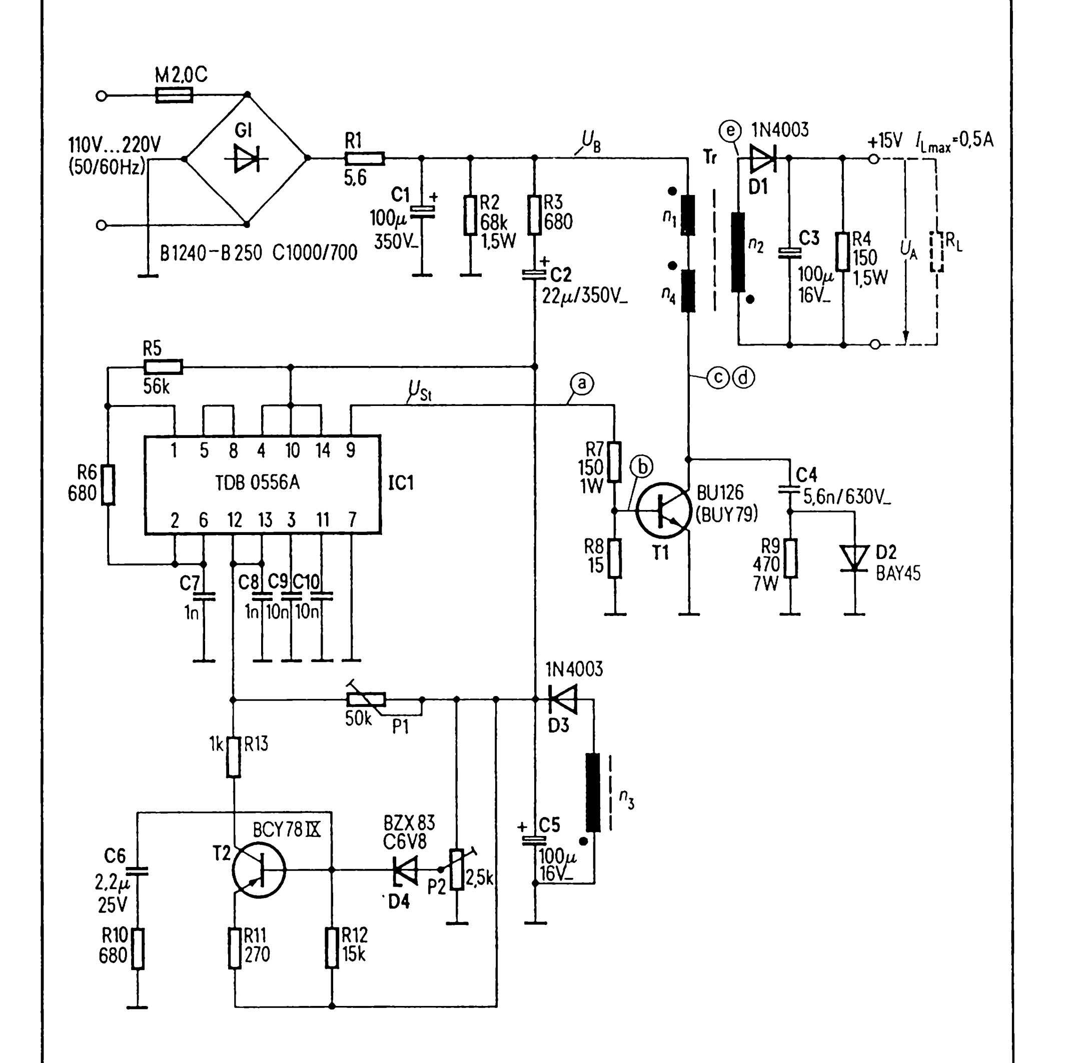
Fonctionne, au primaire, comme un inverseur régulé, produisant —5 V au point A. Au secondaire, on retrouve cette tension à 10 % près. Transformateur : Rapport 1 :1, pot 14 × 8, primaire 270 µH, <0,5 Ω. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 83.]

251. — Source symétrique ±5 V, Si 9100.



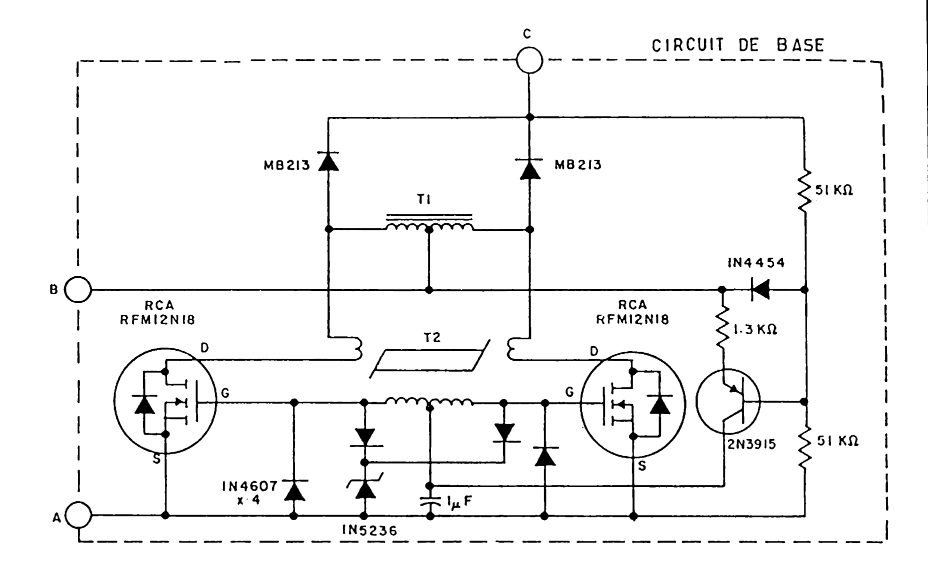
Démarre pour $V_1 = 44$ à 70 V, avec maintien jusqu'à 23 V. En court-circuit, l'intensité de sortie est de 30 mA. Tension de sortie en fonction de la charge : 5,05 à 5,75 V. Transformateur : Noyau *Ferroxcube* RM 8 PA 630-3B7, $N_P = 77$ sp., $N_{S1} = N_{S2} = 18$ sp., $N_{S3} = 35$ sp. [*Interface*, publication *Siliconix*, hiver 1987/88, p. 21.]

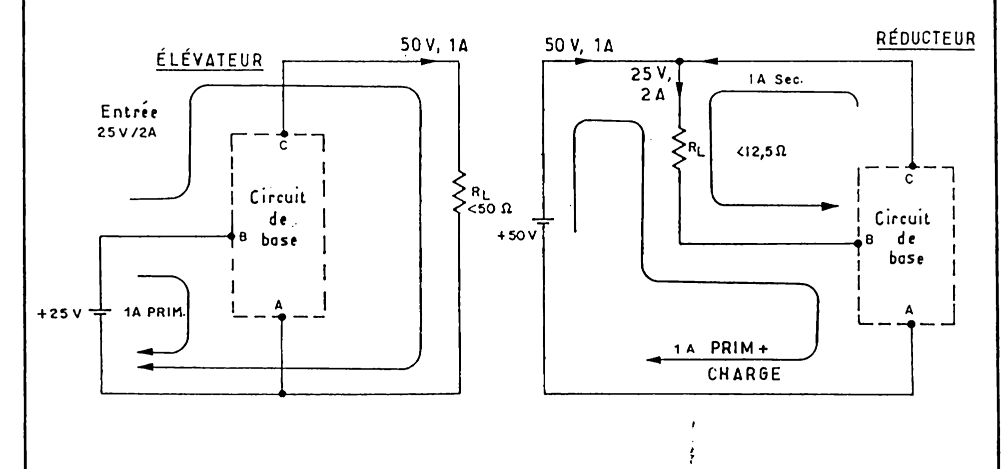
252. — Sans commutation 110/220 V, fournit 15 V, 0,5 A.



La durée maximale de conduction peut être limitée en agissant sur P_1, alors que P_2 commande la tension de sortie. Fréquence de découpage : 16 kHz environ. [*Siemens Bauteile Report*, 5/75, p. 150 et 151.]

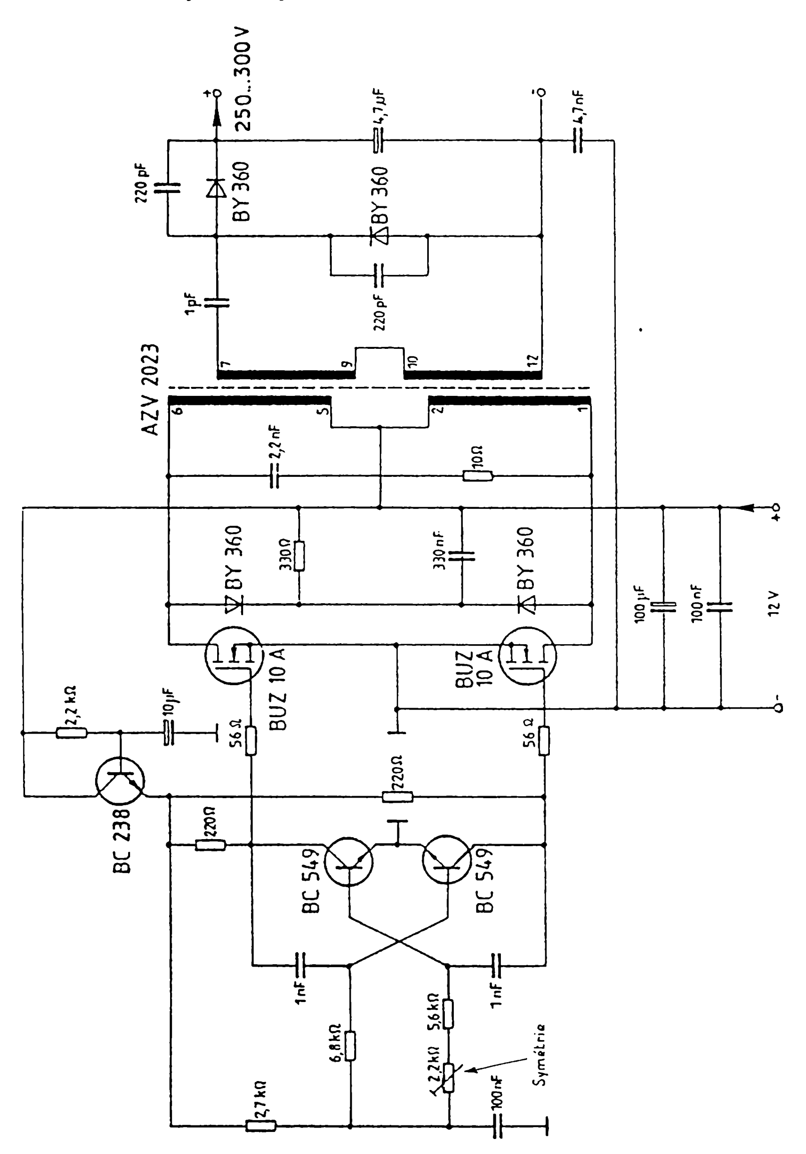
253. — Tripôle doubleur/diviseur 50 W.



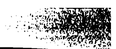


Suivant connexion de l'alimentation et de la charge sur les trois accès du montage, on obtient soit un élévateur, soit un abaisseur. Un transformateur à saturation (T_2) apporte un effet de stabilisation. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 7.]

254. — Circuit symétrique MOSFET, 70 W.



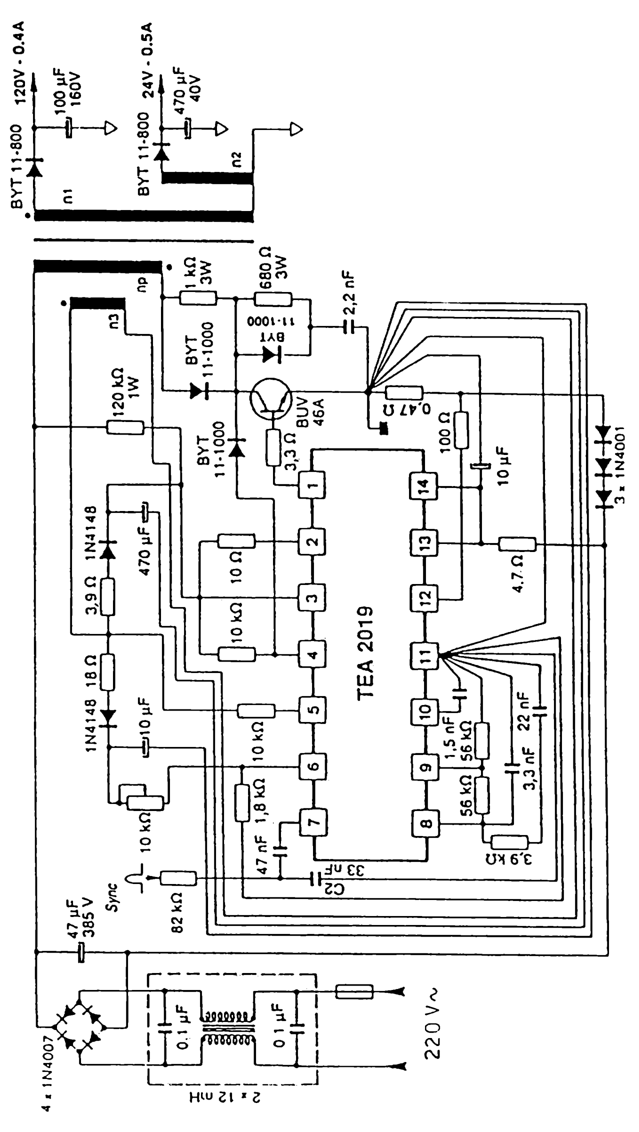
La fréquence d'oscillation du multivibrateur (BC 549) est de 70 kHz, le rendement de 85 à 90 %. L'ajustage de symétrie se fait, sous charge de 50 W environ, sur un minimum de courant d'entrée. [SIPMOS Transistors, publication *Siemens*, 1983, p. 56.]



255. — Alimentation pour téléviseur, 25 W, TDA 4601.

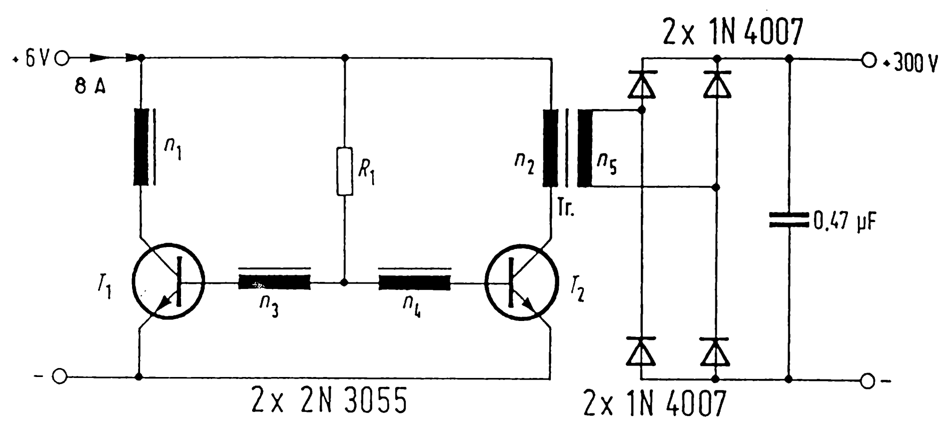
La frigistance PTC agit pendant les premières secondes après la mise sous tension, pour faciliter le démarrage. Conjointement avec une simulation interne du courant de sortie, le condensateur de 8,2 nF (1) est responsable de la limitation d'intensité. [Manuel Circuits Intégrés Grand Public, *Siemens*, 1986/87, p. 499 à 525.]

256. — Alimentation vidéo-TV, 60 W, TEA 2019.



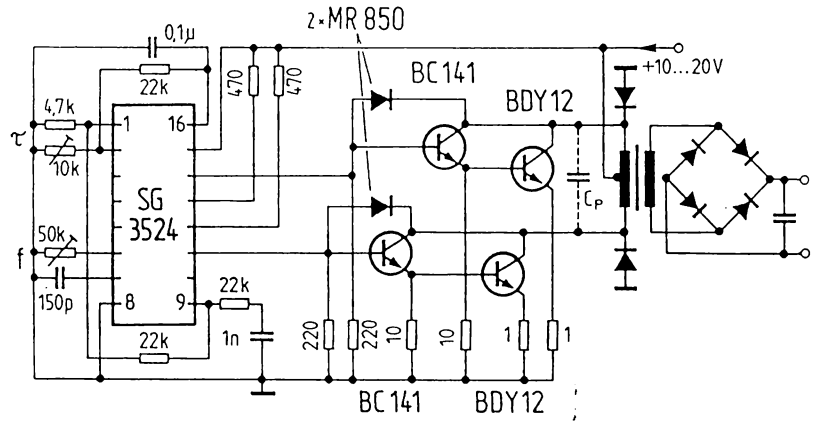
La fréquence de travail, 15 kHz, peut être synchronisée sur la fréquence lignes d'un téléviseur. Le seuil de limitation d'intensité (broche 12) est de 1 V. [Video ICs Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 993 à 1000. — T. Pierre, *Toute l'Electronique*, N° 12/88, p. 27 à 31.]

257. — Convertisseur pour batterie de 6 V, 25 W.



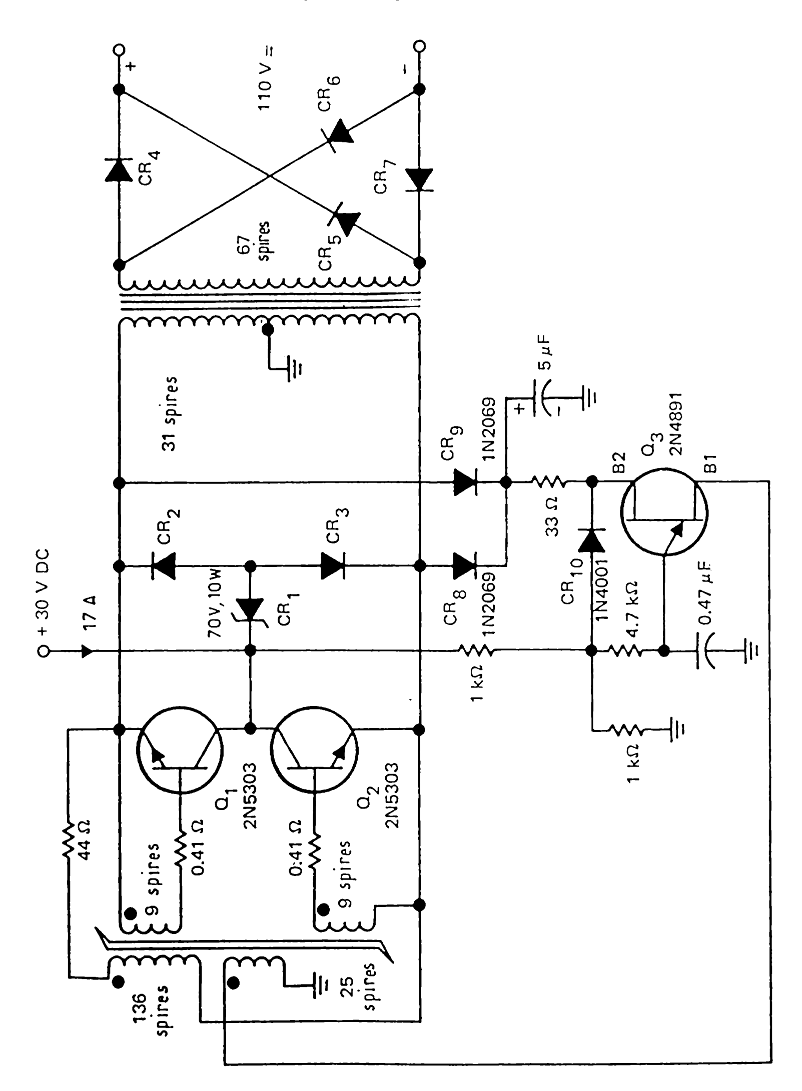
Fonctionne sur 3 kHz environ, en classe B, avec une intensité de collecteur de crête de 9 A. Transformateur EE 42 N 27, entrefer 1 mm, n_1 et n_2 16 sp., ∅ 1,2 mm, n_3 et n_4 10 sp., ∅ 0,22 mm, n_5 1200 sp., ∅ 0,2 mm. [Elektronik-Schaltungen, Publication *Siemens,* 1982, p. 140.]

258. — Conversion de 100 W avec 100 kHz, SG 3524.



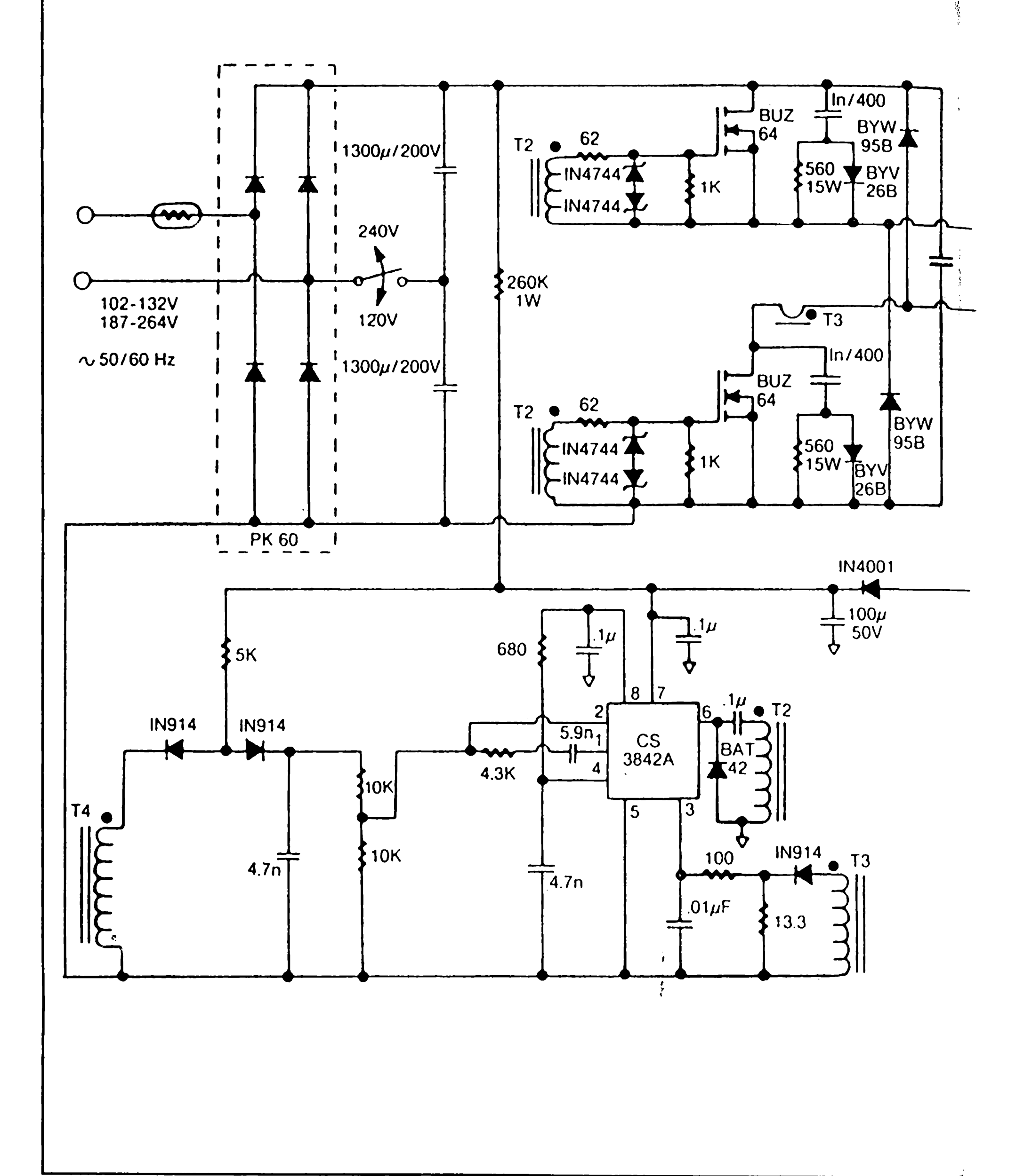
Rapport cyclique et fréquence peuvent être ajustés par les potentiomètres de 10 et de 50 kΩ. Transformateur : Ferrite 36 × 22, $A_L = 7600$, entrefer 0,2 mm, enroulement primaire de 2 × 50 spires. [G. Ortler, *Funschau,* Munich, N° 7/81, p. 70 à 72. — Power Supply Application Manual, *SGS-Thomson,* 1985, p. 755 à 761.]

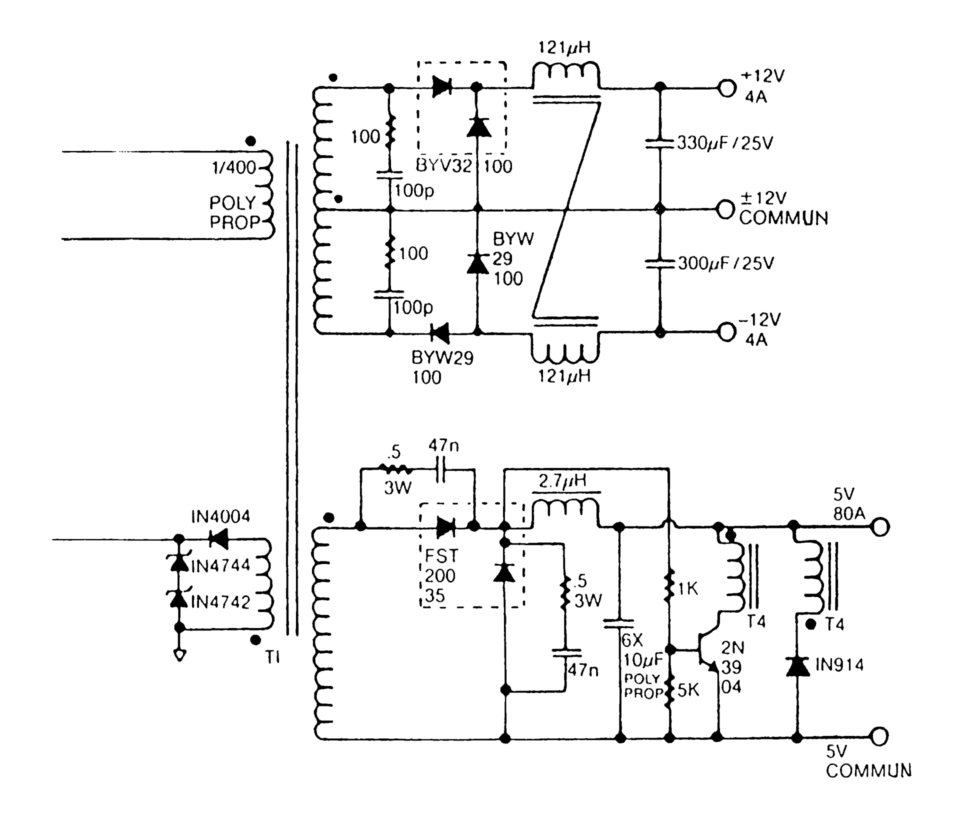
259. — Convertisseur symétrique 400 W.



Les diodes CR_2 et CR_3 doivent supporter 100 V, 3 A, celles du secondaire 200 V, 5 A. Le transformateur d'attaque est à saturation (type 52029-2 A, *Magnetics, Inc.*). Celui de sortie possède une section de 3 × 3,2 cm. La fréquence de découpage est de 3 kHz, le rendement de 80 %. [Notice d'Application CA 123 *Texas Instruments.*]

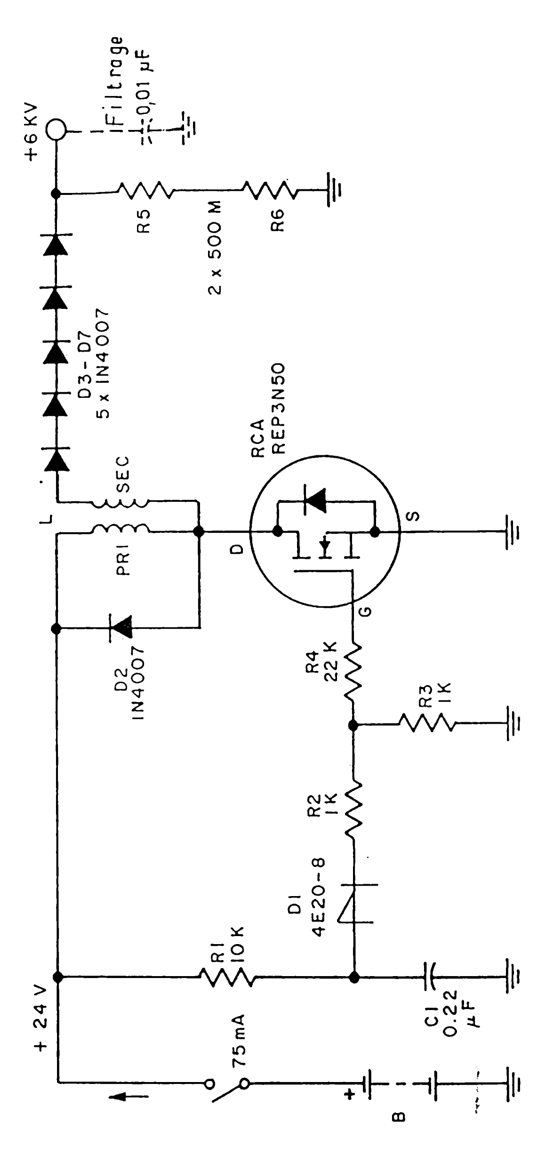
260. — Alimentation 500 W, 200 kHz, avec CS 3842 A.





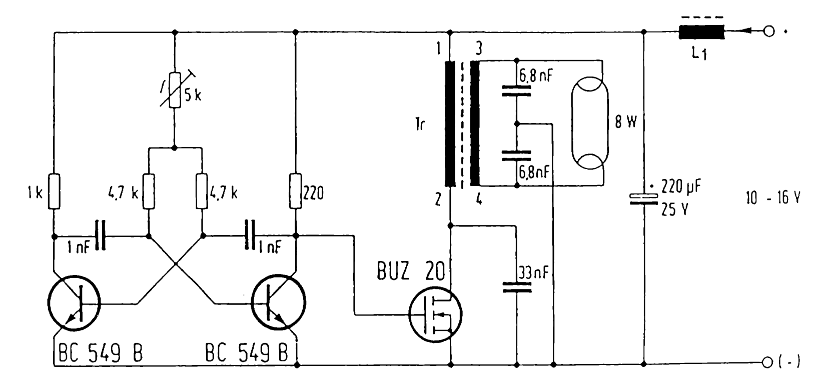
Les deux MOSFET fonctionnent en mode asymétrique. Les total des pertes est de 125 W environ. La publication indiquée ci-après contient les données des transformateurs et inductances. [IC Data Book, *Cherry Semiconductor*, 1989, p. 4-35 à 4-48.]

261. — Source de 6 kV, 50 µA.



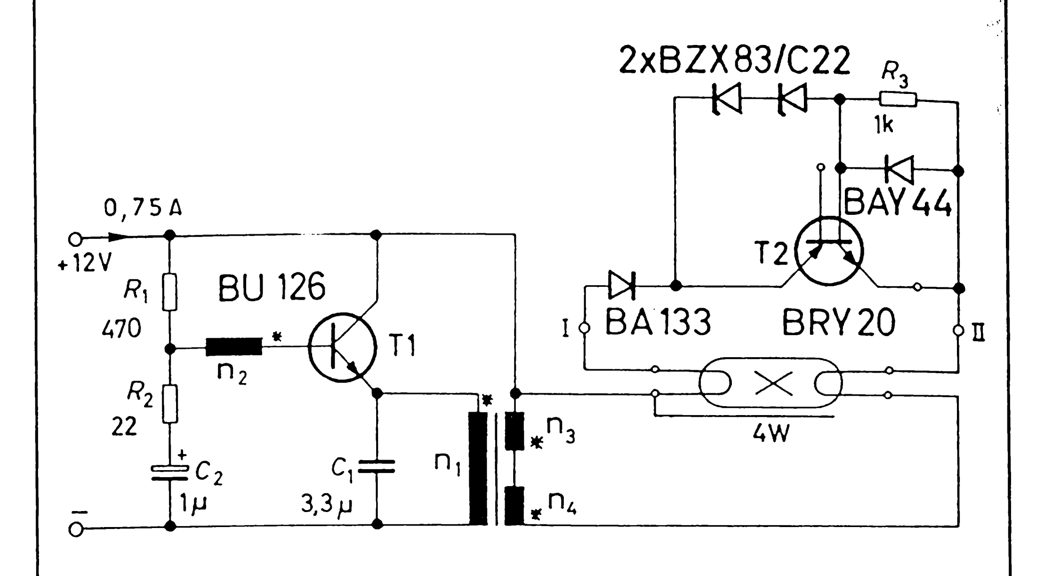
Utilise une bobine d'allumage d'automobile (12 V) comme transformateur. L'oscillation est produite par une diode quatre couches (4 E 20-8, *ITT-Intermetall*) conjointement avec C_1. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 26.]

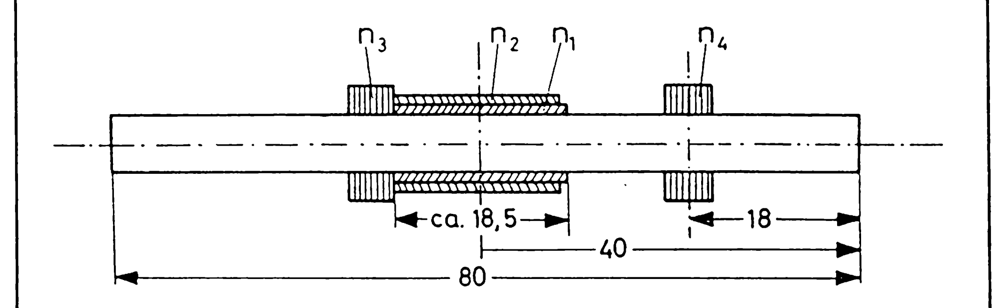
262. — Tube fluorescent 8 W alimenté sur 10 à 16 V.



Fonctionne en classe B, sur 100 kHz. Le transformateur travaille en résonance. Primaire et secondaire étant placés dans des carcasses séparées, on obtient l'inductance de fuite nécessaire au démarrage. Noyau EE 20/0,5 L, qualité N 27. Entre points 1 et 2 : 30 sp., 15 brins de 0,1 mm. Entre points 3 et 4 : 180 sp., Ø 0,18 mm. L_1 : Bâtonnet Ø 6 mm, 7 μH, 0,2 Ω. [Elektronik-Schaltungen, Publication *Siemens*, 1982, p. 142.]

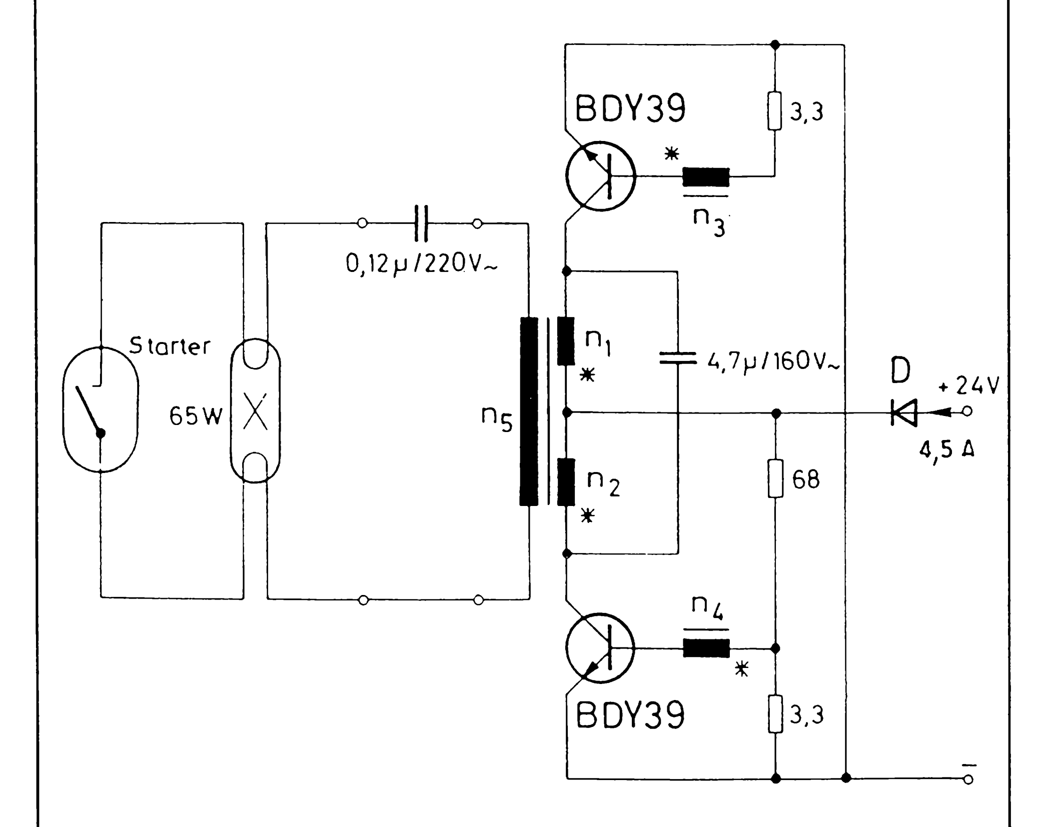
263. — Tube fluorescent 4 W alimenté sur 12 V.





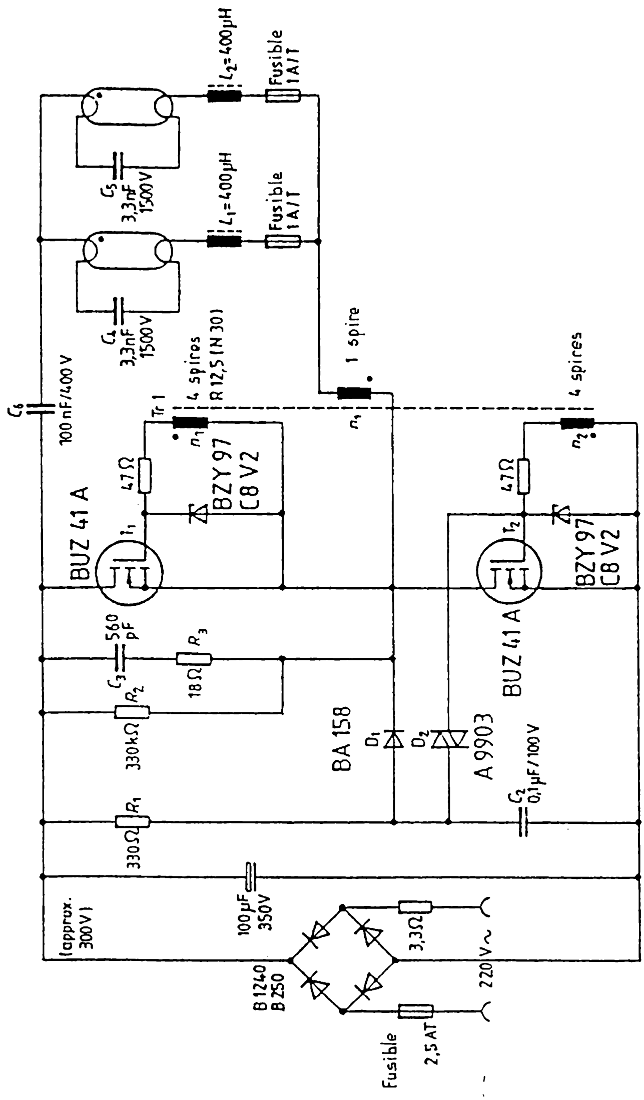
Fonctionne sur 20 kHz, en classe B, intensité de collecteur de crête 3,2 A. Le circuit entre les bornes I et II assure un démarrage régulier. Le ballast habituel est remplacé par un transformateur à couplage lâche, réalisé sur un bâtonnet 6 × 80 mm, qualité M 25, n_1 23 sp., ∅ 0,8 mm., n_2 33 sp., ∅ 0,4 mm, n_3 et n_4 220 sp., ∅ 0,17 mm. [Elektronik-Schaltungen, Publication *Siemens*, 1982, p. 142.]

264. — Tube fluorescent 65 W alimenté sur 24 V.



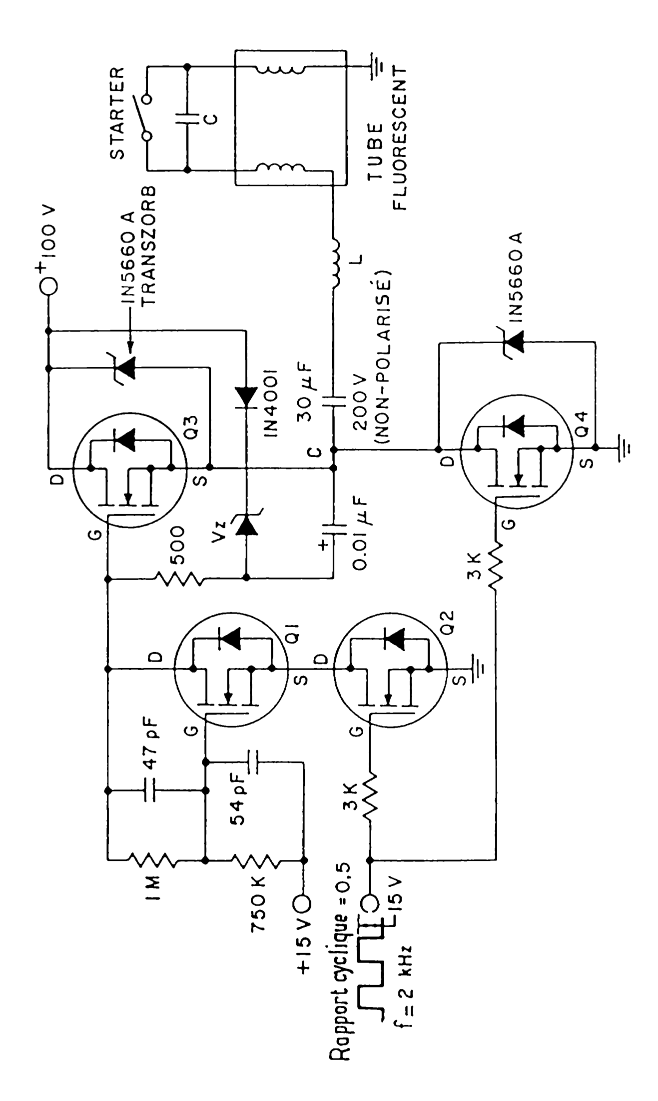
Fonctionne en classe B, sur 4 kHz. Le starter à néon provoque une tension de crête de 700 V à la mise sous tension. Transformateur : Siferit 2 × E 55, qualité N 27, n_1 et n_2 10 sp., Ø 1 mm., n_3 et n_4 2 sp., Ø 0,75 mm., n_5 120 sp., Ø 0,75 mm. [Elektronik-Schaltungen, Publication *Siemens*, 1982, p. 142.]

265. — Ballast électronique pour tube fluorescent, BUZ 41 A.



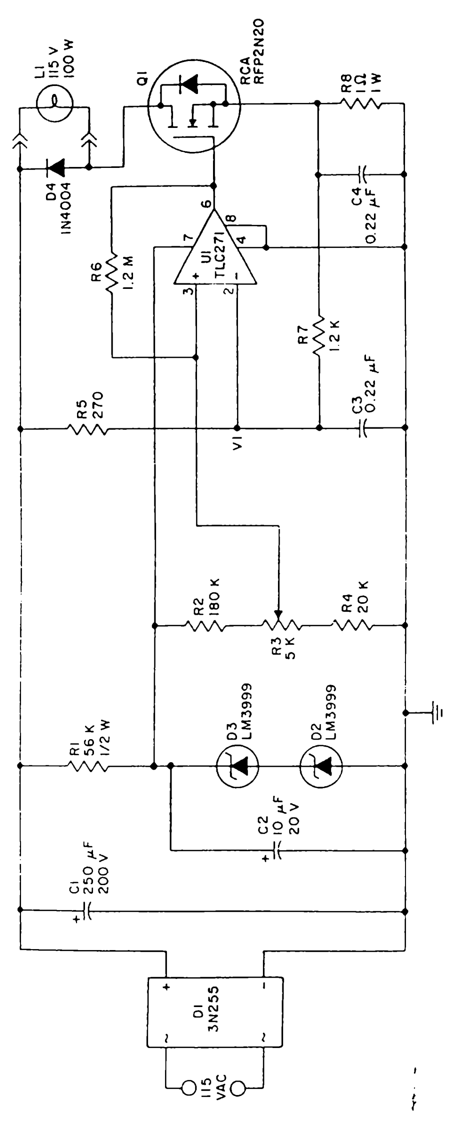
Consommation réduite de 25 % par rapport à un circuit classique. Alimente deux tubes de 50 W. Le transformateur est un tore de ferrite type R 12,5, qualité N 30. Les inductances (noyau EF 25, qualité N 27, entrefer 4 mm) comportent 117,5 spires en fil divisé de 15 brins de 0,1 mm. [SIPMOS Transistors, publication *Siemens*, 1983, p. 34.]

266. — Ballast électronique pour tube fluorescent.



Une transposition correcte des tensions de commande est obtenue en faisant fonctionner Q_1 et Q_2 en cascode. V_Z détermine la polarisation de gate de Q_3 et, partant, l'intensité en court-circuit. Le 1 N 5660 A limite la surtension inductive à 110 V environ. L et C forment on circuit résonnant série devant le tube. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 21.]

267. — Régulateur d'éclairage à MOSFET.



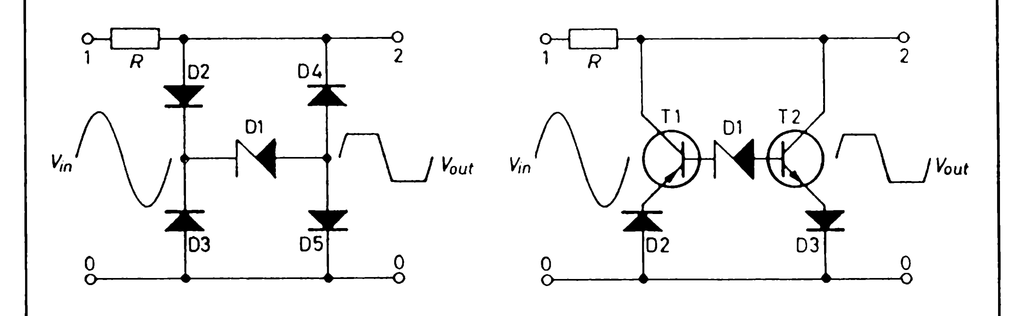
Applications : Optique, laboratoire photo. Elimine l'ondulation 100 Hz de l'éclairage. La fréquence d'oscillation est voisine de 5 kHz. La régulation se fait par comparaison de la tension au curseur de R_3 avec V_1, tension dans laquelle entre la chute sur R_8. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 31.]

Compléments

Régulation de tensions alternatives

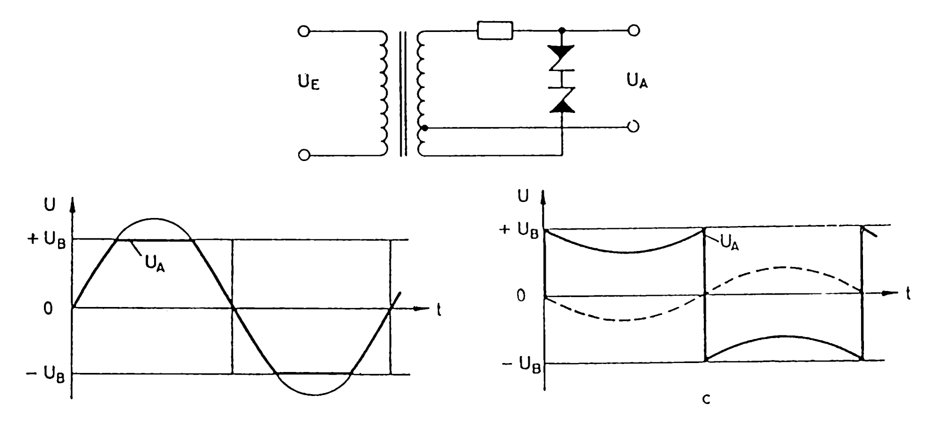
Page

268. — Limitation symétrique en pont.



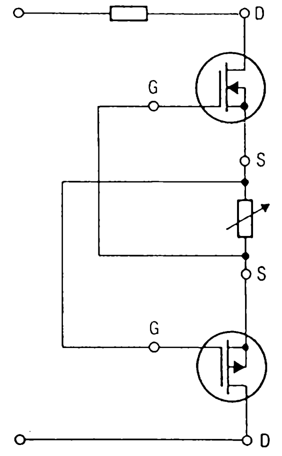
Les deux alternances sont limitées de façon identique lorsqu'on insère la diode Zener dans un redresseur en pont. Le montage représenté à droite permet de traiter des puissances plus importantes. Les diodes collecteur-base des deux transistors remplacent D_2 et D_4 du schéma de gauche. [Discrete Semiconductor Circuit Examples, *ITT-Intermetall*, 1973, p. 23.]

269. — Limitation avec valeur efficace constante.

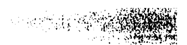


La prise du transformateur fournit une tension d'opposition qui tend à "creuser" la rectangulaire qu'on observe autrement lors de l'écrêtage d'une forte tension alternative. Si l'emplacement de la prise du transformateur est correctement choisi, la tension efficace reste constante, et non pas seulement celle de crête. [Discrete Semiconductor Circuit Examples, *ITT-Intermetall*, 1973, p. 21.]

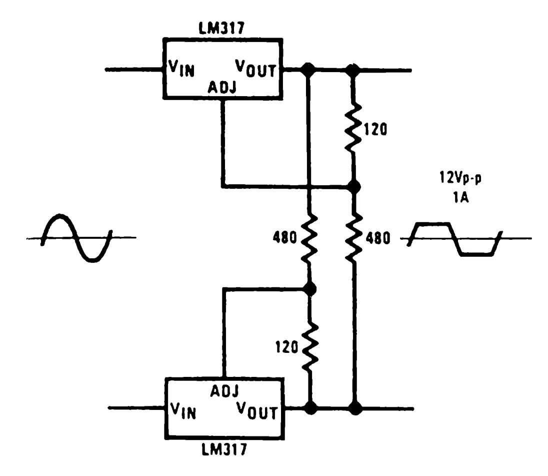
270. — Courant alternatif constant.



Utilise deux transistors MOS à appauvrissement (déplétion) avec résistance commune de source. Types recommandés : BSS 129, BSS 229, BSS 139. [Composants Actualités, *Siemens*, mars 1988, p. 15.]

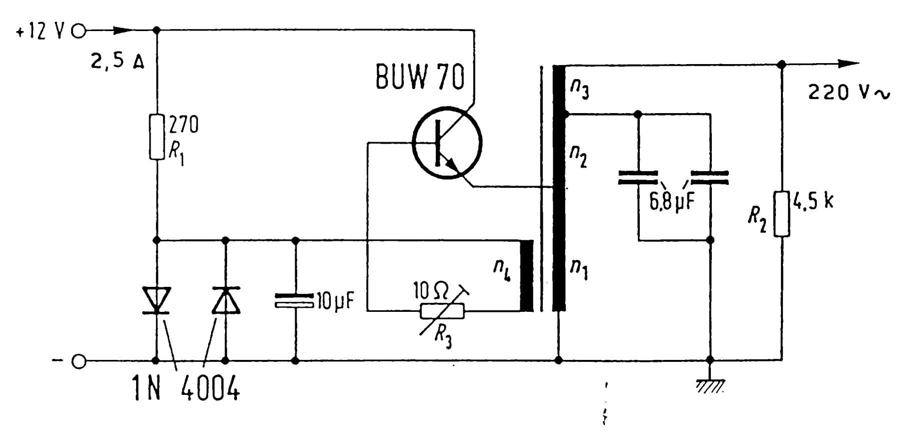


271. — Limiteur 12 V crête à crête, 1 A, avec LM 317.



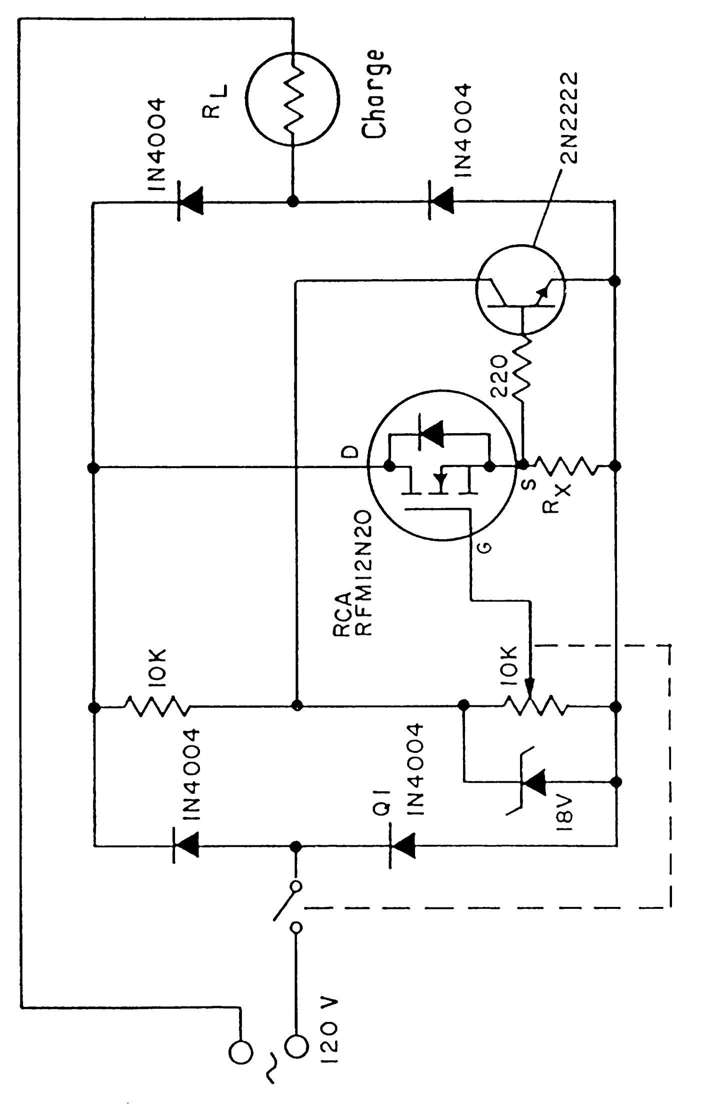
Les deux régulateurs sont montés en opposition et limitent une tension d'entrée comprise entre 18 et 24 V crête à crête à une amplitude de 12 V crête à crête. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-59.]

272. — Convertisseur sinusoïdal 50 Hz, 10 W.



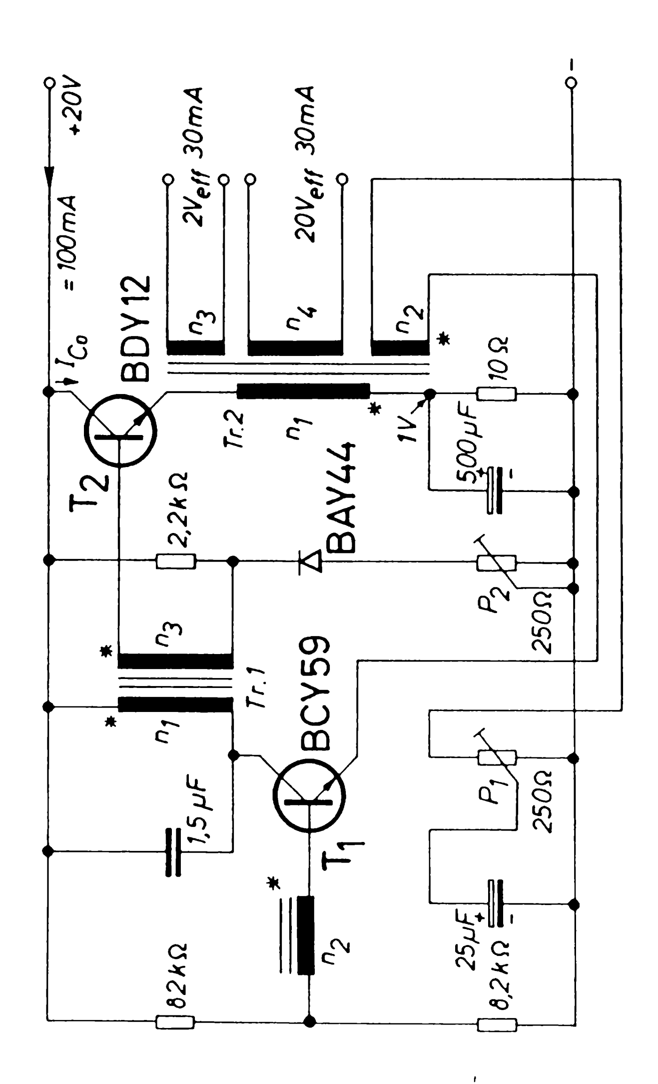
Le transistor travaille en classe B, avec un courant de collecteur de crête de 8 A. Transformateur M 65, entrefer 0,5 mm, n_1 65 sp., ∅ 1,2 mm, n_2 650 sp., ∅ 0,29 mm, n_3 2050 sp., ∅ 0,14 mm., n_4 100 sp., ∅ 0,45 mm. [Elektronik-Schaltungen, Publication *Siemens*, 1982, p. 138.]

273. — Commande progressive d'intensité alternative, 75 W.



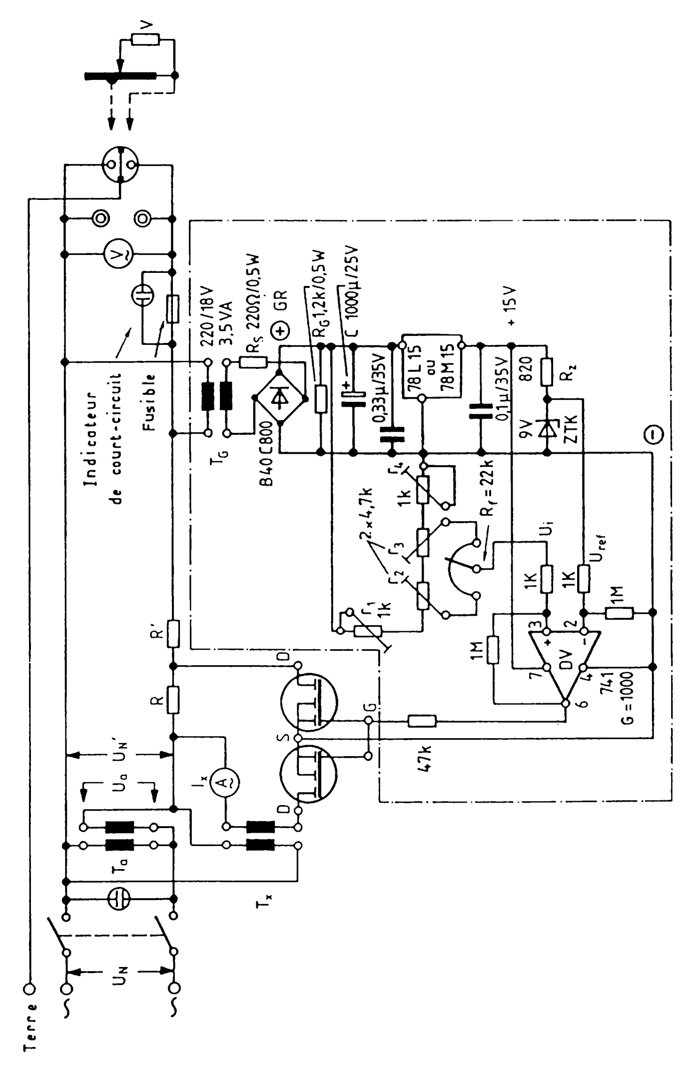
Le transistor MOSFET se trouve dans la diagonale d'un redresseur en pont. Le procédé étant linéaire, l'émission de perturbations radioélectriques est beaucoup plus faible qu'avec un triac. La résistance R_X est à choisir en fonction du seuil de limitation désiré : 2 Ω pour 10 W, 0,5 Ω pour 75 W. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 22.]

274. — Générateur sinusoïdal 1000 Hz.



Consommation : 2,3 W. Distorsion < 5 %. TR. 1 : Noyau Siferrit B 65666-A 0630-A 0630-A 028, n_1 164 sp., ∅ 0,22 mm, n_2 34 sp., ∅ 0,18 mm, n_3 170 sp., ∅ 0,18 mm. Tr. 2 : Tôlerie M55/20, n_1 à n_4 200, 17, 34 et 340 sp., fil de 0,5 mm pour n_1, 0,2 mm pour les autres. [Elektronik-Schaltungen, Publication *Siemens*, 1982, p. 139.]

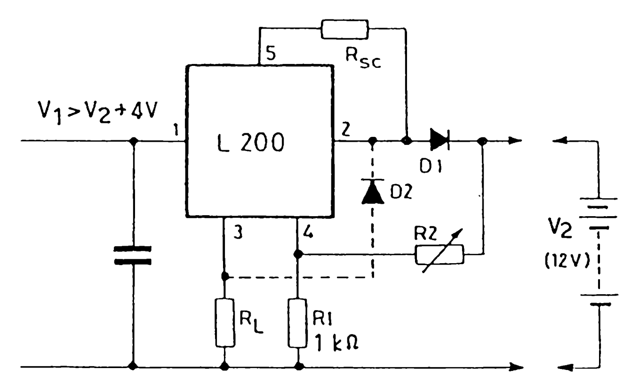
275. — Régulateur alternatif 1 kVA.



Les MOSFET commandent l'intensité fournie par T_x, laquelle se retranche du supplément fourni par T_a. La comparaison se fait par l'intermédiaire de T_G. R (5 Ω, 100 W pour application 1 kVA, 11,2 Ω, 30 W pour 100 VA) laisse passer directement une partie de l'énergie. R' (≈ R) sert pour la limitation d'intensité. Ecart de régulation : 0,1 %. Taux de distorsion : 0,2 à 1,25 %. [R. Putz, *Elektronik*, Munich, N° 2/87, p. 57 à 62.]

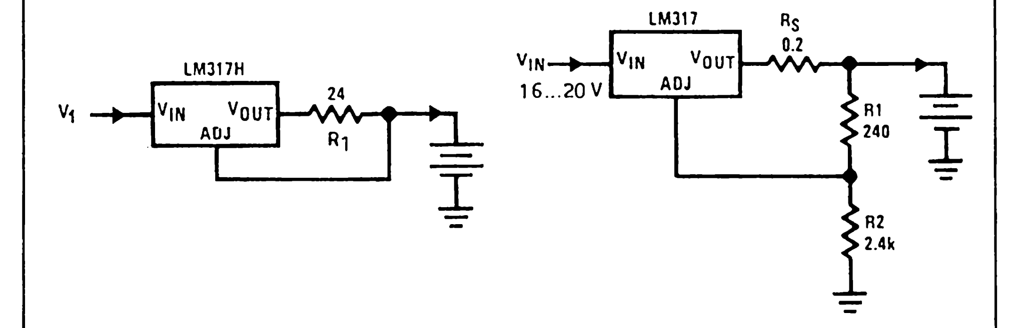
Chargeurs d'accumulateurs

276. — Chargeur à courant constant, LM 200



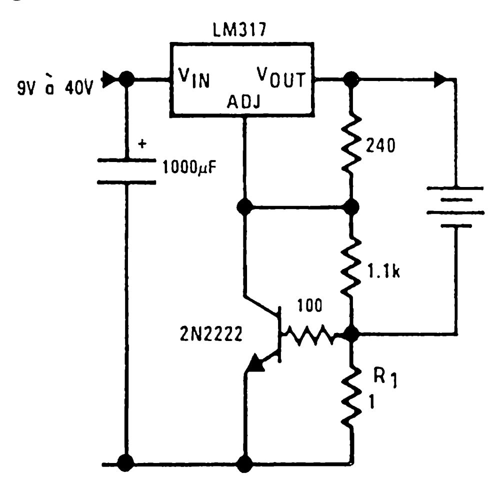
L'intensité en début de charge est donnée par $0,45/R_{SC}$, la tension en fin de charge par $2,77(1 + R_2/R_1)$. D_1 évite la décharge de la batterie par le régulateur. En cas de connexion inversée de la batterie, R_L ($>10\,V_2$) limite le courant inverse dans le régulateur. Cette résistance peut être (partiellement) constituée par une ampoule de voyant. [Industry Standard Analog IC Databook, *SGS Thomson Microelectronics*, 1989, p. 95 à 103.]

277 et 278. — Chargeurs de batterie avec LM 317.



Le schéma 277 travaille à intensité constante, 50 mA avec la valeur indiquée, inversement proportionnelle à R_1. Valable pour une batterie de 12 V, le schéma 278 présente une résistance interne $Z = R_S[1 + (R_2/R_1)]$, limitant l'intensité en fin de charge. La tension d'entrée doit dépasser d'au moins 3 V celle prévue en fin de charge. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-59.]

279. — Chargeur 6 V avec limitation, LM 317.



La résistance R_1 fixe l'intensité maximale à 600 mA. Cette intensité se réduit en fin de charge. Le condensateur de 1000 µF sert à éliminer les surtensions impulsionnelles. [Linear Databook 1, *National Semiconductor*, 1987, p. 1-59.]



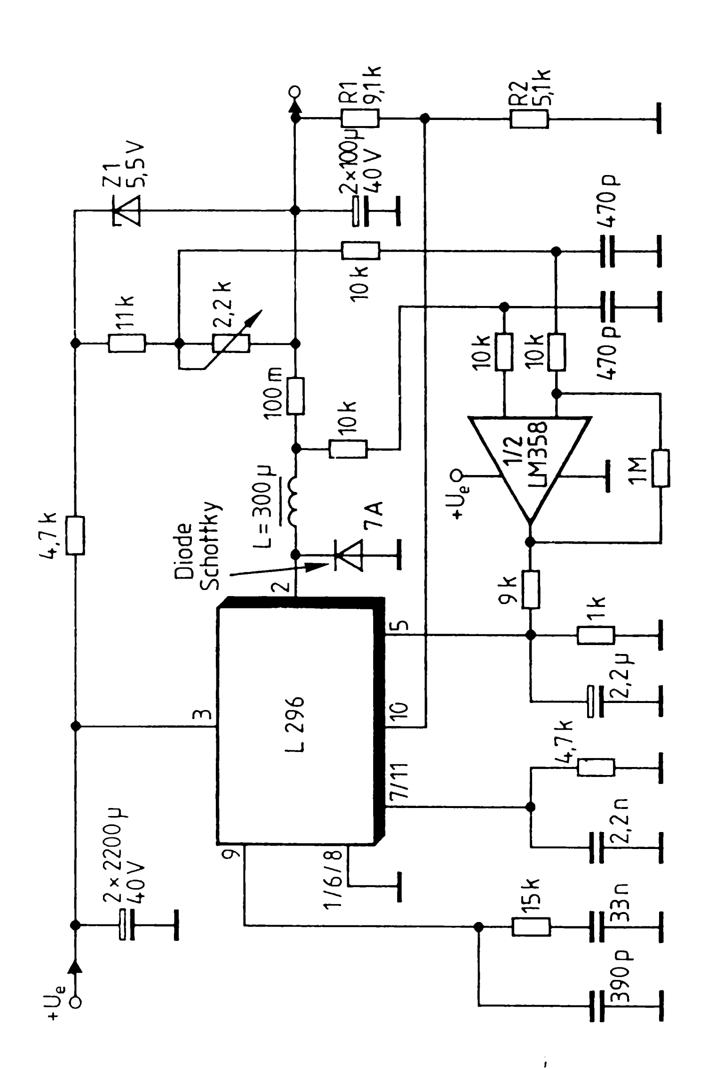
280. — Chargeur 12 V, 2 A, LM 317 K ou LM 338.

La protection interne du LM 317 K limite I_2 à 2 A sous 14,5 V. En fin de charge ($I_2 = 150$ mA), la chute sur R_6 descend à un niveau entraînant le LM 301 à mettre R_4 en parallèle à R_1, d'où une réduction à 12,5 V de la tension de sortie et allumage de la LED. Quand la batterie est déchargée, le circuit démarre automatiquement. La touche *Start* n'est à actionner que lorsqu'on désire une recharge partielle. [Linear Applications Handbook, *National Semiconductor*, 1986, p. 457.]

281. — Chargeur de batterie régulé, 12 V, 8 A.

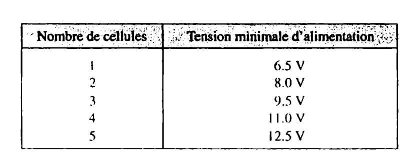
Le chargeur fonctionne avec un courant redressé non filtré. R_{CL} définit l'intensité, la tension (en fin de charge) pouvant être ajustée par R_1. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments,* 1986, p. 5-59.]

282. — Convertisseur de charge à courant constant, L 296.

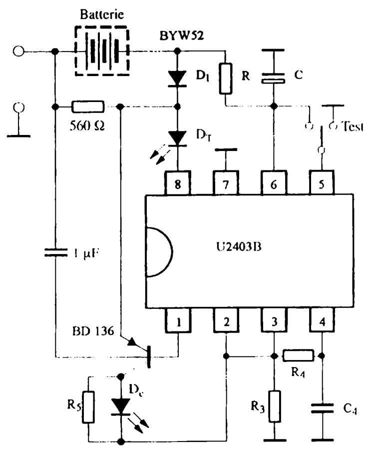


L'intensité de charge peut être ajustée par le potentiomètre de 2,2 kΩ. Son maximum étant de 4 A, le chargeur convient pour des batteries jusqu'à 45 A/h. Les valeurs de R_1 et de R_2 conviennent à des accumulateurs de 12 V. On peut les modifier pour 6 ou 24 V, pourvu que U_e soit supérieure (maximum 40 V). [Power Supply Application Manual, *SGS-Thomson,* 1985, p. 117. — *Elektronik,* Munich, N° 20/84, p. 108.]

283. — Chargeur universel, avec U 2403 B.



Nombre de cellules	Tension minimale d'alimentation
1	6.5 V
2	8.0 V
3	9.5 V
4	11.0 V
5	12.5 V



Durées de charge :

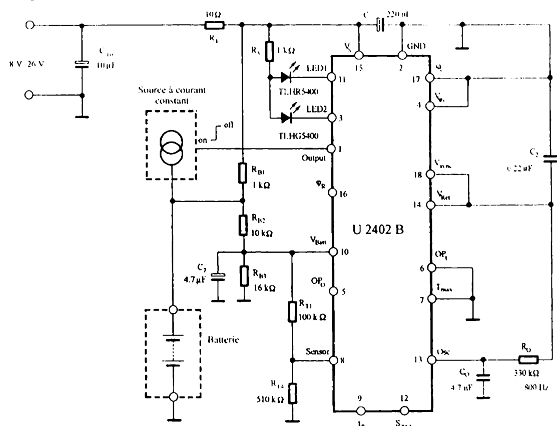
	2 h	4 h	6 h	7 h	12 h
R_4	300 KΩ	430 KΩ	470 KΩ	470 KΩ	390 KΩ
C_4	330 pF	470 pF	680 pF	1 nF	2.2 nF

Intensités de charge :

	616 mA	493 mA	411 mA	296 mA
R_3	2.4 Ω	3 Ω	3.6 Ω	5 Ω
R_5	3 Ω	3.9 Ω	4.7 Ω	6.8 Ω

La tension d'alimentation est limitée à 13 V. Pour une batterie NiCd de 1 AH, prendre R = 510 Ω, C = 100 µF. La LED D_C s'allume pendant la charge, D_T indique la fin de la charge. [CD-ROM *TEMIC*, 1997.]

284. — Chargeur pour batteries NiCd et NiMH, avec U 2402 B.



La source à courant constant est à déterminer en fonction de l'intensité de charge désirée. LED verte : allumée en permanence si charge terminée, clignote pendant la charge. LED rouge : allumée en permanence si température hors plage admise, clignote si batterie détériorée ou en court-circuit. [CD-ROM *TEMIC*, 1997.]

285. — Chargeur rapide pour batteries NiCd, avec U 2400 B.

R_1 = 390 kΩ
R_2, R_3 = see table 1
R_4, R_5 = 100 kΩ
R_6 = 30 kΩ
R_7, R_8 = 270 Ω

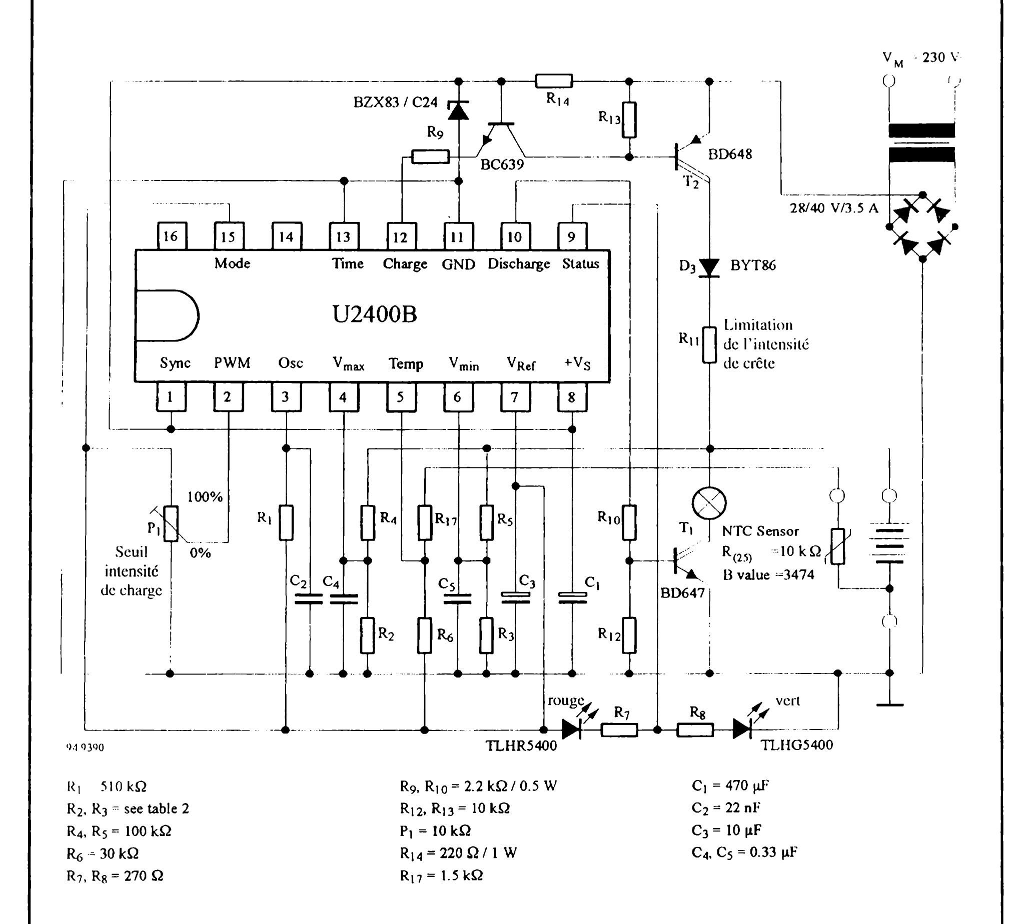
R_9, R_{10} = 180 Ω
R_{12}, R_{13} = 10 kΩ
R_{17} = 1.5 kΩ
P_1 = 10 kΩ

C_1 = 100 µF
C_2 = 15 nF
C_3 = 10 µF
C_4, C_5 = 0.33 µF

Nombre cellules	1	2	3	4	5	6	7
R_2	47 kΩ	18 kΩ	10 kΩ	8.2 kΩ	6.2 kΩ	5.6 kΩ	4.7 kΩ
R_3	130 kΩ	39 kΩ	24 kΩ	15 kΩ	12 kΩ	10 kΩ	8.2 kΩ

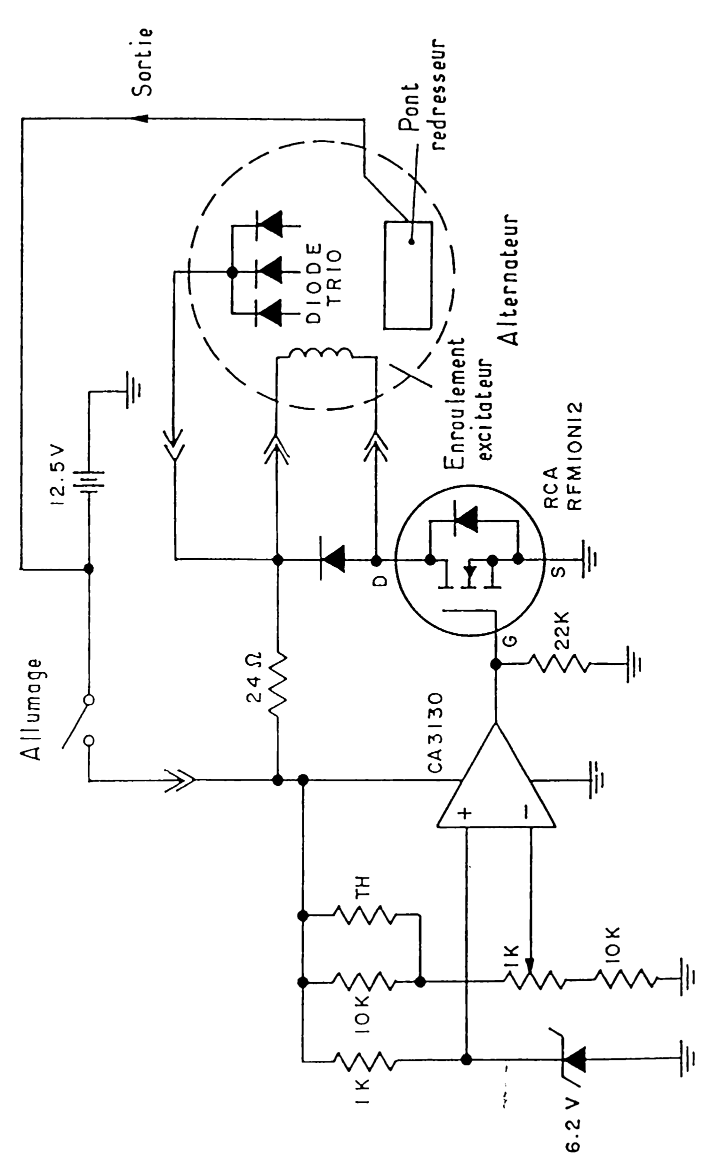
La durée de charge peut être réduite à 30 minutes en laissant la broche 13 ouverte, elle est de 12 heures, si on relie broches 7 et 13. La batterie est automatiquement déchargée avant le début de la charge. La LED rouge est allumée tant qu'aucune batterie n'est présente, elle clignote lors de la décharge. La LED verte clignote pendant la charge et s'allume ensuite de façon permanente. La thermistance (NTC, R = 10 kΩ à 25 °C, B = 3474) contrôle la température de la batterie. R_2 et R_3 sont à choisir en fonction du nombre des cellules de la batterie (voir tableau ci-dessus). [CD-ROM *TEMIC*, 1997]

286. — Chargeur pour 20 à 30 cellules NiCd, avec U2400 B.



Variante du schéma précédent, à utiliser au cas où la tension de charge des batteries est supérieure à la tension d'alimentation que le circuit intégré supporte. Pour 20 cellules, prendre R_2 = 1,5 kΩ, R_3 = 2,2 kΩ, pour 30 cellules R_2 = 1 kΩ, R_3 = 1,5 kΩ. [CD-ROM *TEMIC*, 1997.]

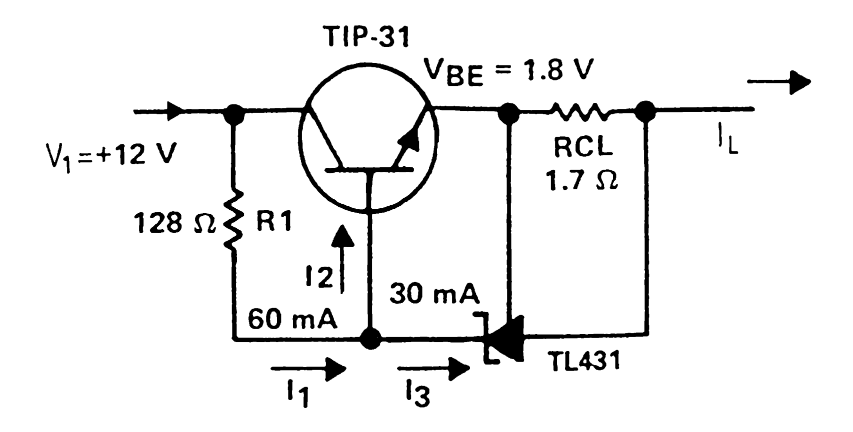
287. — Régulateur automobile à MOSFET.



La régulation agit sur l'enroulement de champ de l'alternateur, car l'intensité y est plus réduite que dans la sortie. [Power MOSFET Circuit Ideas, *GE-RCA*, Cahier MDI-470, p. 16.]

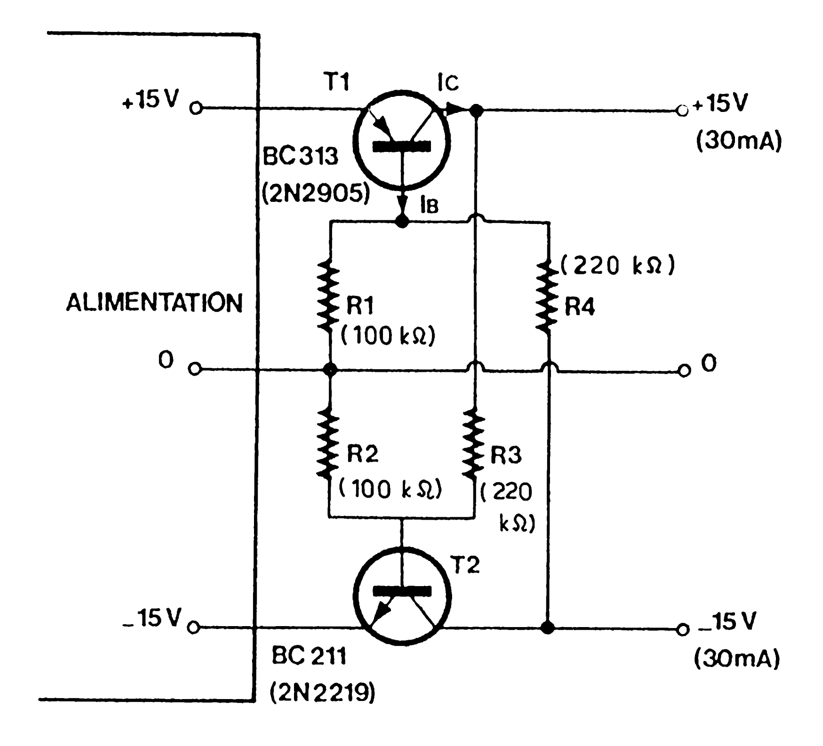
Circuits complémentaires

288. — Zener programmable dans limiteur 1,5 A.



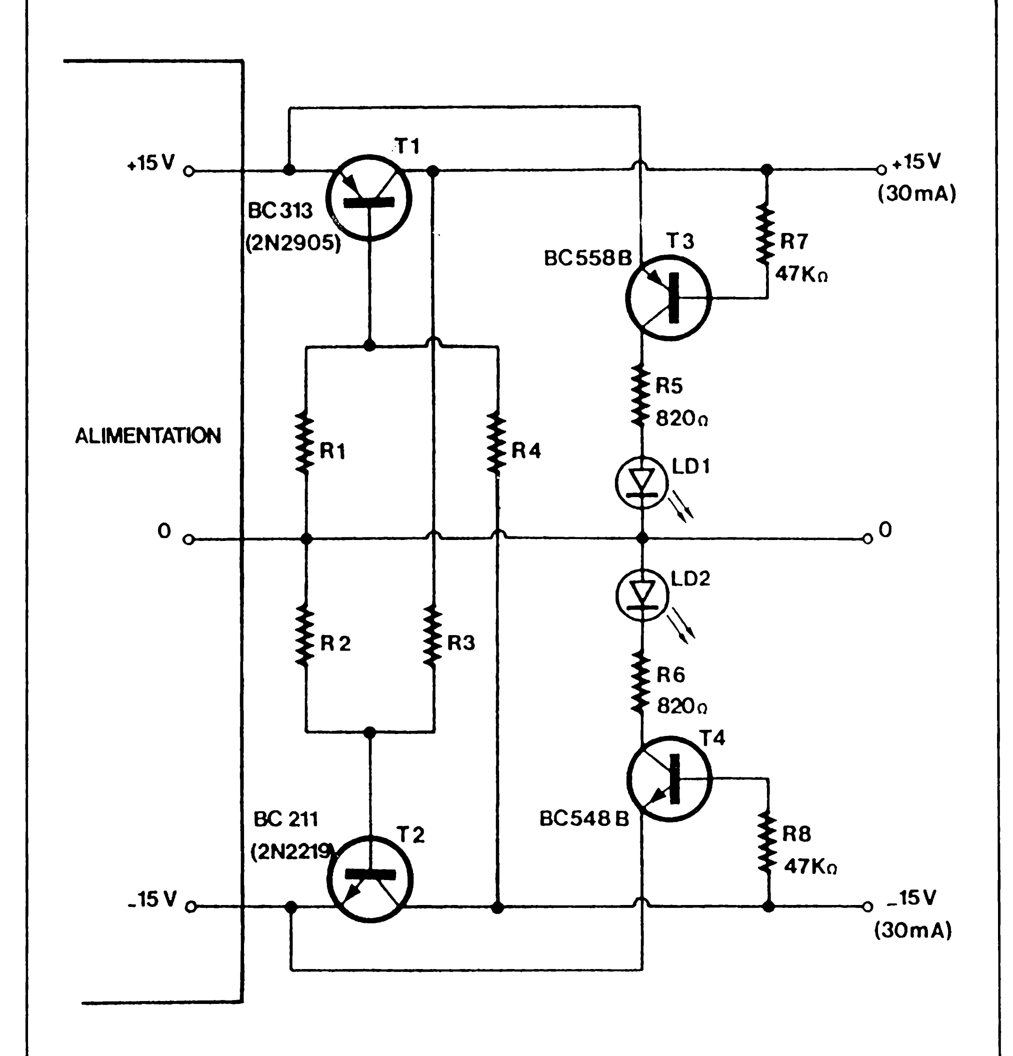
Pour d'autres valeurs, prendre $R_1 = [V_1 - (V_{be} + V_{RCL})]/I_1$ et $R_{CL} = V_{ref}/I_L$, avec $V_{ref} = 2{,}5$ V. En voisinage de son seuil, ce limiteur présente une chute de tension de près de 4 V. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 5-56.]

289. — Limiteur à délestage, pour alimentation de laboratoire.



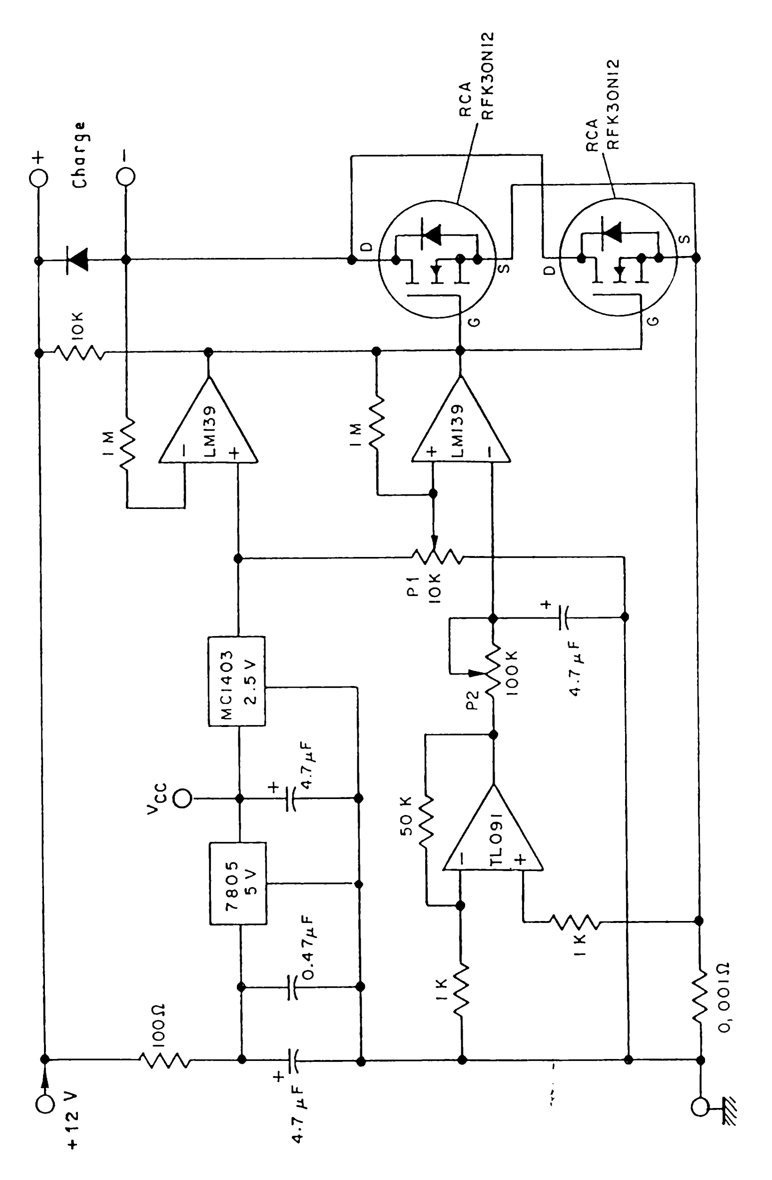
Lors d'un dépassement de l'intensité nominale, les transistors quittent le régime de saturation pour entrer dans celui du courant constant. Les valeurs entre parenthèses sont valables pour des transistors d'un gain en courant de 100 et une intensité de 30 mA. [*Electronique Pratique,* N° 117, p. 129.]

290. — Limiteur à délestage avec indicateur.



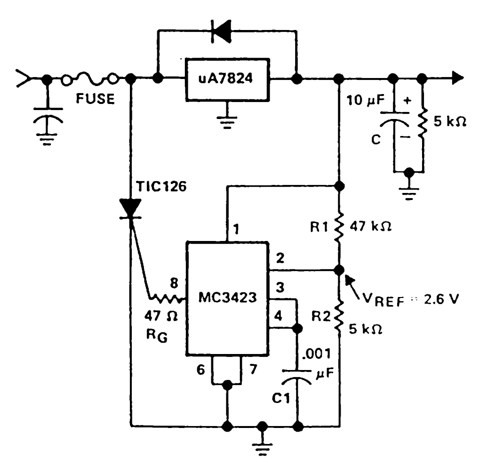
Le montage précédent a été complété par des indicateurs s'allumant en cas de surcharge. [*Electronique Pratique,* N° 117, p. 129.]

291. — Disjoncteur à réarmement automatique, 12 V, 1 à 50 A.



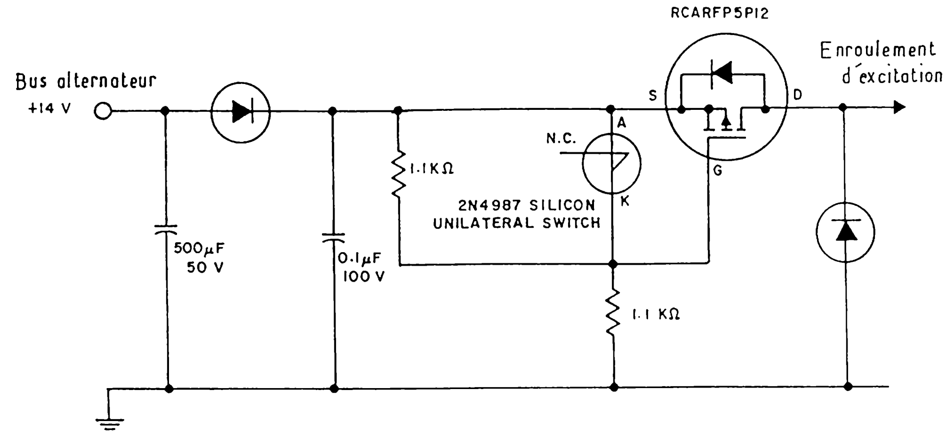
Le circuit se réarme lorsqu'on déconnecte la charge. P_1 ajuste l'intensité de disjonction, P_2 le retard au déclenchement. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 18.]

292. — Protection contre surtension, MC 3423.



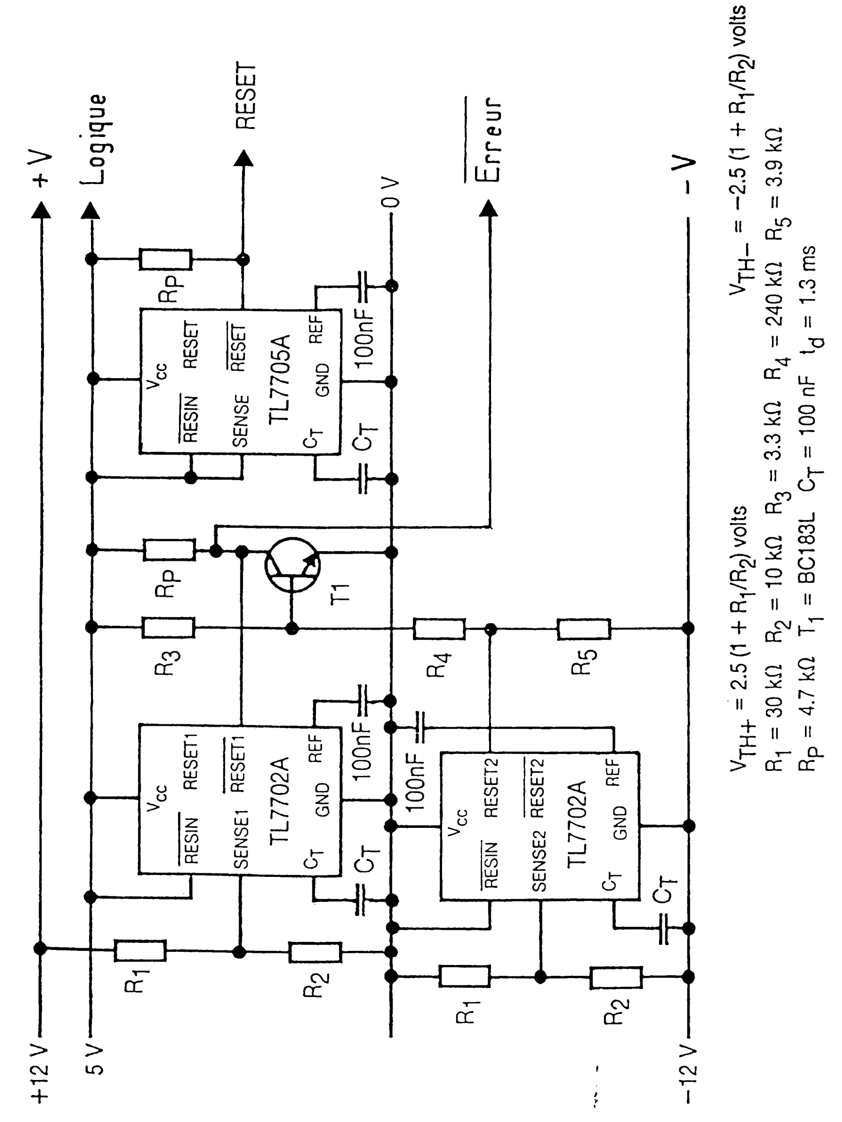
Exemple avec régulateur de 24 V. Choisir R_1 de façon que V_{ref} soit atteinte en cas de dépassement à la sortie. C_1 retarde l'action du thyristor sur le fusible. R_G sera proportionnelle à la tension d'entrée. [Product Applications, Vol. 1, *Texas Instruments*, 1986, p. 7-12.]

293. — Disjoncteur de surtension pour alternateur.



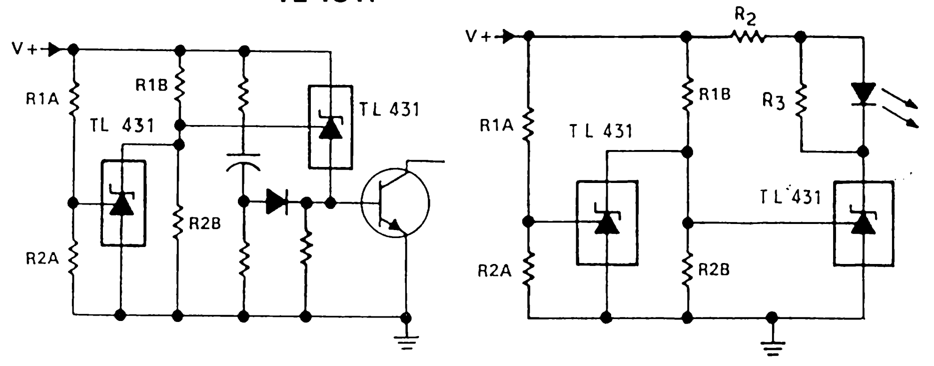
Applications aviation et automobile. Dès que la tension fournie par l'alternateur dépasse 16,25 V, l'élément bistable 2 N 4987 entre en conduction et déconnecte, par l'intermédiaire du transistor MOS-FET, l'enroulement d'excitation de l'alternateur. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 6.]

294. — Moniteur d'alimentation pour microprocesseur.



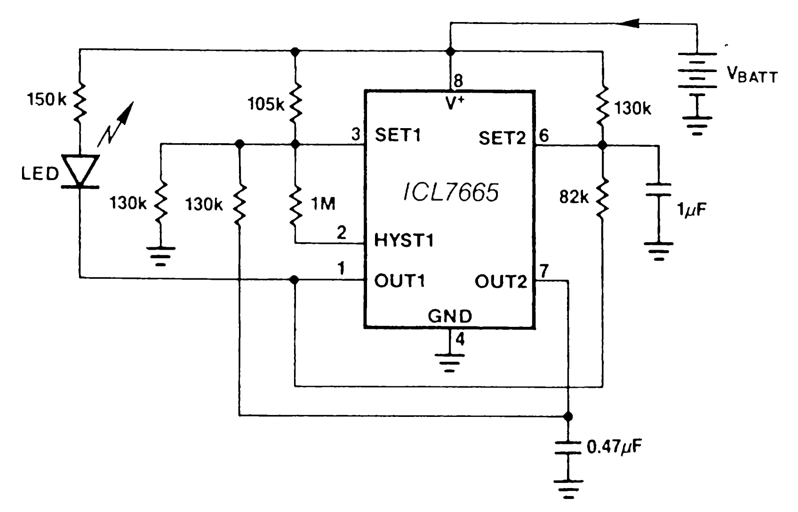
La sortie RESET répond lorsque l'alimentation des circuits logiques devient inférieure à 4,55 V. La sortie ERREUR passe à zéro, lorsque l'une ou l'autre des tensions de 12 V tombe en-dessous de la valeur fixée par les composants R_1 et R_2. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments,* 1989, p. 2-181.]

295 et 296. — Commutateur de surtension/sous-tension, TL 431.



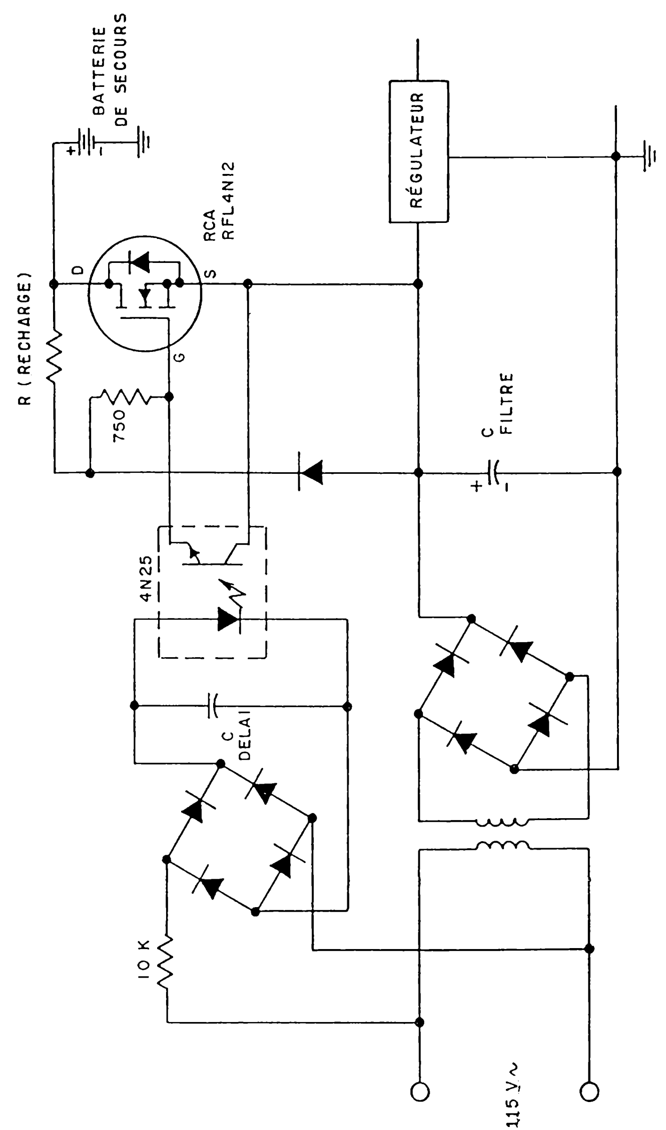
Le transistor conduit (ou témoin LED s'allume) pour $V_{ref}[1+(R_{1B}/R_{2B})]+V_{BE} < V < V_{ref}[1+(R_{1A}/R_{2A})]$, avec $V_{ref}=2{,}5$ V. Le réseau RC placé devant la diode prend en compte les surtensions rapides. R_2 du schéma 296 : Déterminer pour un courant de 20 mA dans la LED. R_3 : Eventuellement nécessaire pour l'extinction complète au repos. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments*, 1989, p. 2-121.]

297. — Indicateur de batterie trois états.



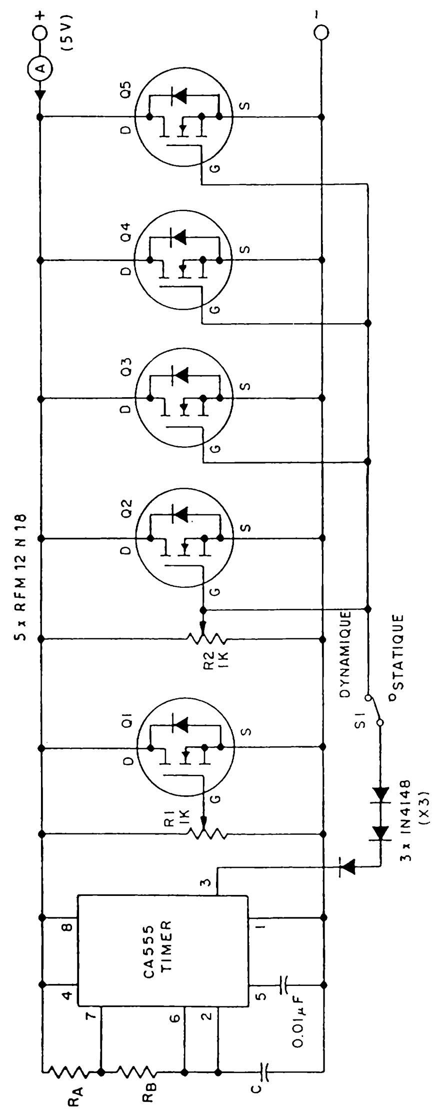
Pour une tension de batterie supérieure à 2,8 V, la LED est allumée. Elle clignote pour des tensions moindres et s'éteint en-dessous de 2,35 V. [Seminar Applications Book, *MAXIM*, 1988/89, p. 83.]

298. — Commutateur de batterie de secours.



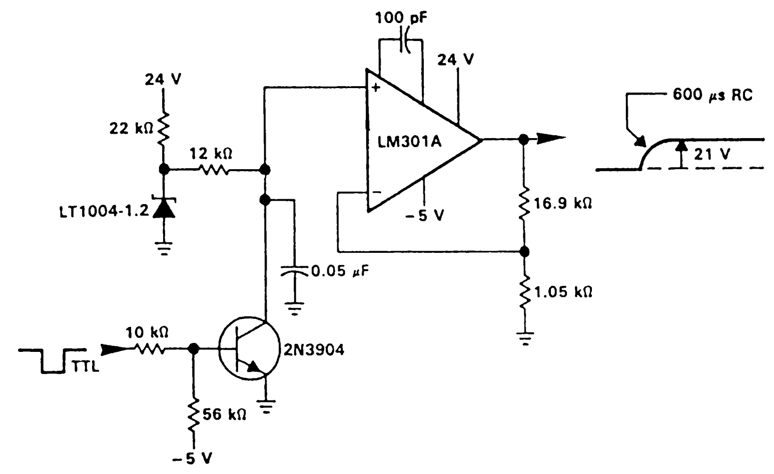
Dès que le coupleur 4 N 25 n'est plus alimenté, le transistor MOSFET devient conducteur et connecte la batterie de secours sur le régulateur. La résistance R est à choisir de façon qu'il y ait recharge lente de la batterie en fonctionnement normal. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 19.]

299. — Charge pour vérification d'alimentations.



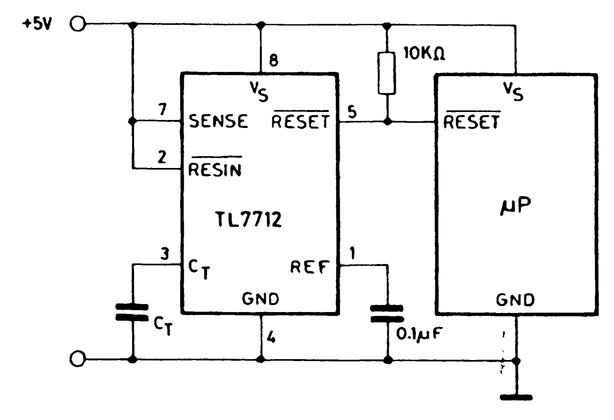
Peut absorber jusqu'à 50 A. En statique, ajuster par R_1 jusqu'à 10 A, par R_2 au-delà. En dynamique, ajuster l'intensité minimale par R_1, l'intensité de crête par R_2. Choisir R_A, R_B et C en fonction des valeurs désirées de rapport cyclique et de fréquence. [Power MOSFET Circuit Ideas, publication *GE-RCA* MDI 470, p. 30.]

300. — Générateur de tension d'écriture pour EPROM.



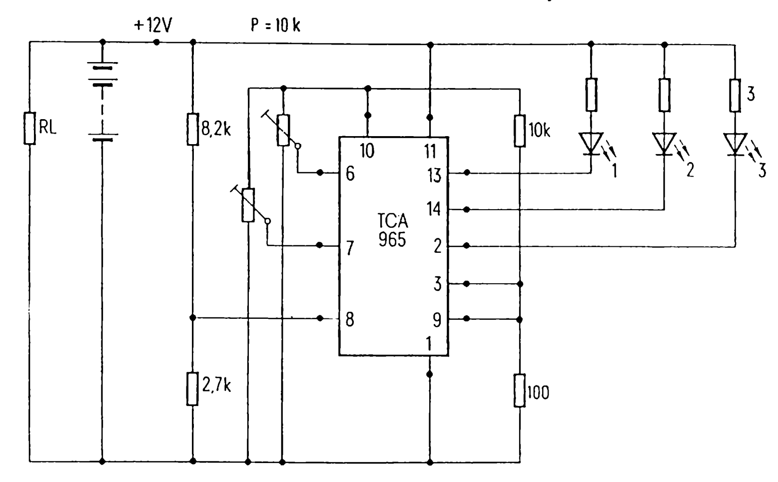
Produit, à partir d'une impulsion TTL et d'un élément de référence LT 1004-1.2, une tension de 21 V avec une montée de 600 µs. [Linear Circuits Data Book, Vol. 3, *Texas Instruments,* 1989, p. 2-47.]

301. — Générateur de remise à zéro pour microprocesseur, TL 7712.



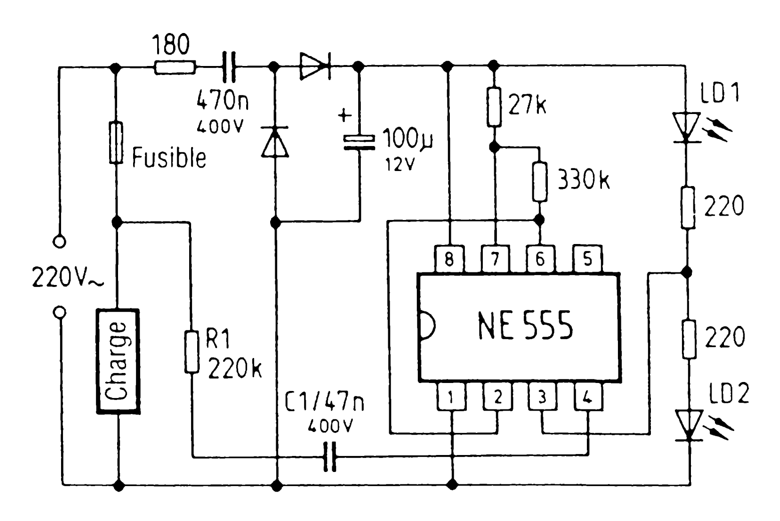
Possède deux sorties complémentaires de reset qui ne sont validées que lorsque la tension d'alimentation atteint sa valeur nominale. [Industry Standard Analog Databook, *SGS Thomson Microelectronics,* 1989, p. 968.]

302. — Moniteur d'accumulateur trois états, TCA 965.



Discriminateur à fenêtre alimentant les LED 2 et 3 pour <11,5 V et >14,5 V. LED 1 fonctionne entre ces deux valeurs. Les potentiomètres P permettent un ajustage précis. [Elektronik-Schaltungen, *Siemens*, 1982, p. 278.]

303. — Moniteur de fusible, NE 555.



Lors de la défaillance du fusible, les deux LED clignotent de façon alternante. [75 Montages à LED, *ETSF*, Paris, 1988, p. 84 et 85.]

Imprimerie Arts Graphiques du Perche 28240 Meaucé
Dépôt légal : avril 1998 — N° d'Imprimeur 98706
Dépôt légal de la 1re édition : 1er trimestre 1990
Imprimé en France

CIRCUITS INTÉGRÉS

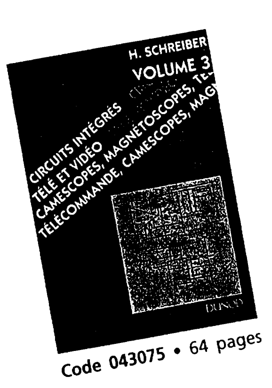
Près de 900 schémas d'applications



Code 043073 • 64 pages



Code 043074 • 64 pages



Code 043075 • 64 pages



Code 042039 • 64 pages



Code 041426 • 64 pages



EN VENTE CHEZ VOTRE LIBRAIRE HABITUEL

TÉLÉ et VIDÉO

Avec brochage, valeurs, tensions...



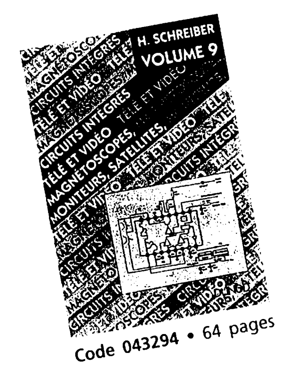
Code 042392 • 64 pages



Code 042393 • 64 pages



Code 043048 • 64 pages



Code 043294 • 64 pages



Code 043876 • 64 pages



EN VENTE CHEZ VOTRE LIBRAIRE HABITUEL